

Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 0 991 221 A2**

(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:
05.04.2000 Bulletin 2000/14

(51) Int Cl.7: **H04L 1/00, H04L 27/26**

(21) Application number: **99307476.4**

(22) Date of filing: **21.09.1999**

(84) Designated Contracting States:
**AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE**
Designated Extension States:
AL LT LV MK RO SI

(72) Inventors:
• **Sinha, Deepen**
Chatham, New Jersey 07928 (US)
• **Sundberg, Carl-Erik Wilhelm**
Chatham, New Jersey 07928 (US)

(30) Priority: **30.09.1998 US 163656**

(74) Representative:
Watts, Christopher Malcolm Kelway, Dr. et al
Lucent Technologies (UK) Ltd,
5 Mornington Road
Woodford Green Essex, IG8 0TU (GB)

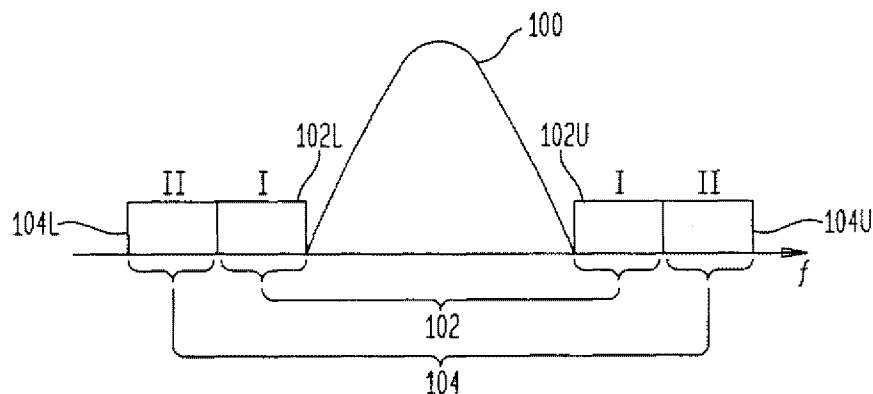
(71) Applicant: **LUCENT TECHNOLOGIES INC.**
Murray Hill, New Jersey 07974-0636 (US)

(54) **Unequal error protection for digital broadcasting using channel classification**

(57) The invention provides methods and apparatus for processing information, e.g., audio, video or image information, for transmission in a communication system. In an illustrative embodiment, interference characteristics are determined for a set of n channels to be used to transmit audio information bits, where n is greater than or equal to two. The audio information bits are separated into n classes based on error sensitivity, for example, the impact of errors in particular audio data bits on perceived quality of an audio signal reconstructed from the transmission. The classes of bits are then assigned to the n channels such that the classes of bits having the greatest error sensitivity are transmitted over the channels which are the least susceptible to interfer-

ence. The interference characteristics associated with the n channels can be determined by, for example, measuring interference levels for one or more of the channels, or obtaining information regarding known interference levels for one or more of the channels. The channels may correspond to different frequency bands, time slots, code division slots or any other type of channels. The invention can provide UEP for different classes of audio information bits even in cases in which the same convolutional code, or the same complementary punctured pair convolutional (CPPC) code pair, is used to encode the classes. The assignment of the classes of bits to the channels, as well as the characteristics of the classes and the channels, may be fixed or dynamic.

FIG. 1



Description**Field of the Invention**

5 **[0001]** The present invention relates generally to digital audio broadcasting (DAB) and other techniques for transmitting information, and more particularly to techniques for providing unequal error protection (UEP) for different classes of audio, video, image or other information bits encoded in a source coding device.

Background of the Invention

10

[0002] Most source coded bit streams exhibit unequal sensitivity to bit errors. For example, certain source bits can be much more sensitive to transmission errors than others. Moreover, errors in certain bits, such as control bits, may lead to severe error propagation and a corresponding degradation in reconstructed signal quality. Such error propagation can occur, for example, in the output audio bits of an audio coder due to the use of control bits for codebook information, frame size information, synchronization information and so on. The perceptual audio coder (PAC) described in D. Sinha, J.D. Johnston, S. Dorward and S.R. Quackenbush, "The Perceptual Audio Coder," in Digital Audio, Section 42, pp. 42-1 to 42-18, CRC Press, 1998, which is incorporated by reference herein, attempts to minimize the bit rate requirements for the storage and/or transmission of digital audio data by the application of sophisticated hearing models and signal processing techniques. In the absence of channel errors, a PAC is able to achieve near stereo compact disk (CD) audio quality at a rate of approximately 128 kbps. At a lower bit rate of 96 kbps, the resulting quality is still fairly close to that of CD audio for many important types of audio material.

15

20

[0003] The rate of 96 kbps is particularly attractive for FM band transmission applications such as in-band digital audio broadcasting (DAB) systems, which are also known as hybrid in-band on-channel (HIBOC), all-digital IBOC and in-band adjacent channel (IBAC)/in-band reserve channel (IBRC) DAB systems. There is also a similar effort underway to provide digital audio broadcasting at lower audio bit rates in the AM band. For these AM systems, audio bit rates of about 32 to 48 kbps are being considered for daytime transmission and about 16 kbps for nighttime transmission. Higher audio bit rates, greater than about 128 kbps, are being used in multiple channel DAB systems. The transmission channels in the above-noted DAB systems tend to be severely bandlimited and noise limited at the edge of a coverage area. For mobile receivers, fading is also a severe problem. It is therefore particularly important in these and other applications to design an error protection technique that is closely matched to the error sensitivity of the various bits in the compressed audio bit stream.

30

[0004] PACs and other audio coding devices incorporating similar compression techniques are inherently packet-oriented, i.e., audio information for a fixed interval (frame) of time is represented by a variable bit length packet. Each packet includes certain control information followed by a quantized spectral/subband description of the audio frame. For stereo signals, the packet may contain the spectral description of two or more audio channels separately or differentially, as a center channel and side channels (e.g., a left channel and a right channel). Different portions of a given packet can therefore exhibit varying sensitivity to transmission errors. For example, corrupted control information leads to loss of synchronization and possible propagation of errors. On the other hand, the spectral components contain certain interframe and/or interchannel redundancy which can be exploited in an error mitigation algorithm incorporated in a PAC codec. Even in the absence of such redundancy, the transmission errors in different audio components have varying perceptual implications. For example, loss of stereo separation is far less annoying to a listener than spectral distortion in the mid-frequency range in the center channel.

35

40

[0005] Unequal error protection (UEP) techniques are designed to match error protection capability with sensitivity to transmission errors, such that the most important bits are provided with the highest level of error protection, while less important bits are provided with a lesser level or levels of error protection. A conventional two-level UEP technique for use in DAB applications is described in N.S. Jayant and E.Y. Chen, "Audio Compression: Technology and Applications," AT&T Technical Journal, pp. 23-34, Vol. 74, No. 2, March-April 1995. In this technique, which is based on a Reed-Solomon (RS) code, the control information is protected more robustly since it is not possible to use error mitigation on the non-redundant control information. In fact, the proper operation of the error mitigation algorithm used in a PAC codec is itself dependent upon reliable control information. All of the non-control spectral information in this technique is protected using a uniform level of error protection.

45

50

[0006] EP-A-0936772 discloses techniques for providing UEP of a PAC bitstream by classifying the bits in different categories of error sensitivity. These classes were then matched to a suitable level of error protection to minimize the overall impact of errors, i.e., the most sensitive bits are more protected than the others. Certain of the UEP techniques described in the above-cited application generally provide improvements without regard to the type of channel, and the channel noise is typically assumed to be averaged over time and frequency by interleaving in both time and frequency for each channel code class. Thus, a UEP technique with a more powerful channel code properly matched to the most sensitive source bits always outperforms the corresponding equal error protection (EEP) technique. However,

55

determining the channel codes for such UEP scenarios is often a nontrivial problem, particularly in the case of determining single sideband complementary punctured-pair convolutional codes (CPPC) codes for HIBOC applications. Therefore, although the techniques in the above-cited application provide considerable improvement over prior approaches to UEP for digital audio, further improvements are needed for certain implementations, such as the above-noted HIBOC systems and other similar systems.

Summary of the Invention

[0007] The present invention provides methods and apparatus for implementing UEP for a source coded bit stream such as that generated by a perceptual audio coder (PAC). In an illustrative embodiment, interference characteristics are determined for a set of n channels to be used to transmit audio information bits, where n is greater than or equal to two. The audio information bits are separated into n classes based on error sensitivity, for example, the impact of errors in particular audio data bits on perceived quality of an audio signal reconstructed from the transmission. The classes of bits are then assigned to the n channels such that the classes of bits having the greatest error sensitivity are transmitted over the channels which are the least susceptible to interference. The interference characteristics associated with the n channels can be determined by, for example, measuring interference levels at different times and locations for one or more of the channels, or obtaining information regarding known interference levels for one or more of the channels. The channels may correspond to different frequency bands, time slots, code division slots or any other type of channels. The channel properties may also change with factors such as time and location within a coverage area.

[0008] In accordance with another aspect of the invention, the assignment of the classes of bits to the channels, as well as the characteristics of the classes and the channels, may be fixed or dynamic. For example, in applications in which the interference characteristics associated with one or more of the channels vary as a function of time, position within a coverage area, or other factors, the assignment of the classes of bits to the channels can be varied so as to ensure that the classes of bits having the greatest error sensitivity continue to be transmitted over the channels which are least susceptible to interference. As another example, amounts of channel resources used for particular classes of audio information bits can vary as a function of time.

[0009] The invention can provide UEP for different classes of information bits even in cases in which the same convolutional code, or the same CPPC code pair, is used to encode the classes, although different channel codes could also be used to encode the classes. The invention can be applied to other types of digital information, including, for example, video and image information. Moreover, the invention is applicable not only to perceptual coders but also to other types of source encoders using other compression techniques operating over a wide range of bit rates, and can be used with transmission channels other than radio broadcasting channels.

Brief Description of the Drawings

[0010] FIG. 1 illustrates a two-class frequency division unequal error protection (UEP) technique in accordance with the invention as applied to an exemplary hybrid in-band on-channel (HIBOC) digital audio broadcasting (DAB) system.

[0011] FIGS. 2 through 4 illustrate a number of possible alternative implementations of the two-class UEP technique of FIG. 1.

[0012] FIG. 5 is a block diagram of a communication system in which an n -class frequency division UEP technique is implemented in accordance with an illustrative embodiment of the invention.

Detailed Description of the Invention

[0013] The invention will be described below in conjunction with exemplary unequal error protection (UEP) techniques for use in the transmission of audio information bits, e.g., audio bits generated by an audio coder such as the perceptual audio coder (PAC) described in D. Sinha, J.D. Johnston, S. Dorward and S.R. Quackenbush, "The Perceptual Audio Coder," in Digital Audio, Section 42, pp. 42-1 to 42-18, CRC Press, 1998. It should be understood, however, that the UEP techniques of the invention may be applied to many other types of information, e.g., video or image information, and other types of coding devices. In addition, the invention may be utilized with a wide variety of different types of communication applications, including communications over the Internet and other computer networks, and over cellular multimedia, satellite, wireless cable, wireless local loop, high-speed wireless access and other types of communication systems. Although illustrated at least in part using frequency bands as channels, the invention may also be applied to many other types of channels, such as, for example, time slots, code division multiple access (CDMA) slots, and virtual connections in asynchronous transfer mode (ATM) or other packet-based transmission systems. The term "channel" as used herein should be understood to include any identifiable portion or portions of a communication medium which is used to transmit one or more signals and has an interference characteristic associated therewith,

and is thus intended to include, for example, a sub-channel, segment or other portion of a larger channel.

[0014] FIG. 1 illustrates channel classification UEP in accordance with an illustrative embodiment of the invention. In this embodiment, which is particularly well-suited for use in HIBOC DAB applications, the channels correspond generally to frequency bands, and the UEP technique is therefore referred to as frequency division UEP. Unlike certain of the approaches described in the above-cited EP-A-0936772, which can generally be characterized as time division UEP in which enhanced error protection may be provided for a certain class or classes of audio bits transmitted using a number of different channels, frequency division UEP in accordance with the invention provides enhanced error protection for a given class of bits by assigning that class of bits to a particular channel for transmission.

[0015] In the embodiment of FIG. 1, a portion of a frequency spectrum in an exemplary HIBOC DAB system is shown, including an analog host FM signal 100 with associated lower sidebands 102L, 104L and corresponding upper sidebands 102U, 104U. The sidebands represent portions of the frequency spectrum used to transmit digital audio information, and the sets of sidebands 102L, 102U and 104L, 104U correspond generally to frequency channels 102, 104, respectively, used to transmit the digital audio information. In accordance with the invention, a determination is made as to the interference characteristics associated with each of the frequency channels 102 and 104. This determination may be based, for example, on actual measurements of average signal-to-interference ratios within the channels, on known or estimated interference levels, or on any other information which provides an indication of relative or absolute interference levels for the channels. For example, it has been estimated based on previous experience with HIBOC systems that the portion of the spectrum of FIG. 1 at the highest and lowest frequencies is typically more susceptible to interference than the portion closest to the analog host FM signal 100. It will therefore be assumed that one of the channels, i.e., channel 102 in this example, has been determined to be less susceptible to interference than channel 104.

[0016] The illustrative embodiment of the invention, after determining the relative or absolute interference levels associated with n channels, where $n \geq 2$, to be used for transmission of digital audio information, separates the audio information into n classes of bits based on error sensitivity, and then assigns the n classes of bits to the n channels such that the bits most sensitive to errors are transmitted in the channels which are least susceptible to interference. In the FIG. 1 example, the audio information bits are separated into two classes, designated class I and class II, with class I including the bits most sensitive to errors. The determination of error sensitivity may be based on perceptual audio coding considerations such as those described in the above-cited EP-A-0936772. For example, class I may include the audio control bits as well as certain audio data bits corresponding to frequency bands which are perceptually important in reconstructing the encoded audio signal. These and other error sensitivity classification techniques are described in greater detail in EP-A-0936772 and will not be further described herein.

[0017] In the FIG. 1 example, the most sensitive audio information bits, i.e., class I, are transmitted in channel 102, i.e., the channel determined to be less susceptible to interference. This provides an increased robustness for the class I bits against the higher interference levels in channel 104. The two-class frequency division UEP approach illustrated in FIG. 1 will provide improvements over a conventional EEP approach. In one possible implementation of the FIG. 1 approach, the same channel code may be used for both the class I and II bits, but with a separate interleaving in time and frequency. It should be noted that the above-described frequency division UEP approach generally provides no improvement for channels which have a uniform interference level as a function of frequency. However, by taking into account the different interference characteristics of the channels, it can provide UEP for different classes of bits using the same code.

[0018] FIG. 2 illustrates another possible implementation of a two-class frequency division UEP approach in accordance with the invention. This example uses complementary punctured-pair convolutional (CPPC) codes, such as those described in greater detail in EP-A-0930738.

[0019] In this example, the bits in classes I and II are each separately coded using a rate-2/5 code which is formed as a combination of a pair of rate-4/5 CPPC codes. These rate-4/5 codes are referred to as half-bandwidth codes, and combine to form a rate-2/5 error correction code referred to as a full-bandwidth code. As is described in EP-A-0930738, a rate-1/3 mother code can be punctured to meet these exemplary HIBOC code requirements. The rate-1/3 mother code may be a rate-1/3 convolutional code having a constraint length $K = 7$ as described in J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their applications," IEEE Transactions on Communications, Vol. 36, No. 7, pp. 389-400, April 1988.

[0020] The code rate is the ratio of input bits to output bits for the convolutional encoder, i.e., a rate-1/3 encoder generates three output bits for each input bit. A group of three coded output bits is referred to as a symbol. The value of K refers to the number of uncoded input bits which are processed to generate each output symbols. For example, a rate-1/3 convolutional encoder with $K = 7$ generally includes a seven-bit shift register and three modulo-two adders. The inputs of the each of the adders are connected to a different subset of the bits of the shift register. These connections are specified by the "generators" of the encoder. Because a given output symbol in this example is generated using the latest input bit as well as the previous six input bits stored in the shift register, the $K = 7$ encoder is said to have a "memory" of six. The rate-1/3, $K = 7$ code used in this example has the following three generators:

$$g_0 = 1011011$$

5

$$g_1 = 1111001$$

$$g_2 = 1100101$$

10 Each of the generators may be viewed as specifying the connections between bits of the seven-bit shift register and inputs of one of the modulo-2 adders. For example, the adder corresponding to generator g_0 generates the first bit of each output symbol as the modulo-2 sum of the bits in the first, third, fourth, sixth and seventh bit positions in the shift-register, with the first bit position containing the latest input bit. Similarly, the generators g_1 and g_2 generate the second and third bits, respectively, of each output symbol as modulo-2 sums of the bits in the positions designated by the respective generator values. The free Hamming distance d_f of the rate-1/3, $K=7$ code with the above-noted generators is 14, and its information error weight c_d/P is one. When this code is punctured in a rate-compatible manner to rates of 4/11, 4/10, 4/9 and 1/2, the resulting rate-1/2 code is also the best rate-1/2, $K=7$ convolutional code. Additional details regarding specific CPPC codes suitable for use in embodiments of the invention, as well as bit placement strategies for arranging the bits within the upper and lower sideband portions of the channels, can be found in EP-A-0930738.

20 **[0021]** FIGS. 3 and 4 illustrate other embodiments of the invention in which a dynamic boundary between class I and class II bits is used. In each of these embodiments, the boundary between class I and class II is as indicated by the dashed line 110. The portion of the frequency spectrum shown in FIGS. 3 and 4 includes the analog host FM signal 100, along with a lower sideband 106 and an upper sideband 108. As in the examples of FIGS. 1 and 2, the upper and lower sidebands are used to transmit digital audio information. In the FIG. 3 embodiment, the channels do not correspond directly to specific portions of the upper and lower sidebands. Instead, a first channel is defined by a portion of both the upper and lower sideband to one side of the dashed line 110, while a second channel is defined by the portion of the upper and lower sideband to the other side of the dashed line 110. Each of the upper and lower sidebands 106 and 108 uses, e.g., the same rate-2/5 code, as indicated. The use of a dynamic boundary allows a channel occupying a greater portion of the available frequency spectrum to be used to transmit class I bits. FIG. 4 shows another possible implementation using a dynamic boundary 110. A control channel or other suitable mechanism may be used to inform the receiver in a particular geographical area which configuration, e.g., the configuration of FIG. 3, the configuration of FIG. 4, or another type of configuration, is being used at the transmitter. The configuration may vary as a function of factors such as time or position within a coverage area.

35 **[0022]** It should be noted that in the embodiments of FIGS. 1 through 4, the same code, e.g., the same CPPC code pair, may be used for both classes I and II, or different codes may be used for each of the classes. In addition, as previously noted, the techniques can be readily extended in a straightforward manner to n channels and classes, where $n \geq 2$. Other possible variations include, for example, separate or joint interleaving, soft combining or equal gain combining, fixed or variable bit assignments, and use of other types of codes such as block codes.

40 **[0023]** FIG. 5 is a block diagram of an exemplary communication system 200 which implements the above-described frequency division UEP in accordance with the invention. The system 200 includes a transmitter 202 and a receiver 204 which communicate over an n -channel transmission medium 206. The transmitter 202 includes an audio encoder 210, e.g., a PAC encoder, for generating a sequence of audio packets from an analog audio input signal. Although this embodiment uses audio packets, such as those generated by a PAC encoder, the invention is more generally applicable to digital audio information in any form and generated by any type of audio compression technique. The audio packets from encoder 210 are applied to a classifier 212 which converts the packets into separate bit streams corresponding to n different classes of audio information bits. The classifier 212 is also responsible in this embodiment for assigning each of the classes of bits to one of the available channels such that the classes of bits most sensitive to errors are transmitted in the channels which are least susceptible to interference, as previously described. The separate bit streams from the classifier 212 are applied to a set of channel coders 214. The symbol outputs of the channel coders 214 are supplied to a set of interleavers 215 which provide interleaving of the symbols within each channel over multiple audio packets. The interleaved symbols are then supplied to a set of orthogonal frequency division multiplexed (OFDM) modulators 216 for modulation in accordance with conventional OFDM techniques. The OFDM modulators may provide, for example, single-carrier modulation in each of the channels. Of course, other types of modulation may be used in alternative embodiments.

55 **[0024]** The transmitter 202 may include additional processing elements, such as a multiplexer, an upconverter and the like, which are not shown in FIG. 5 for simplicity of illustration. In addition, the arrangement of elements may be varied in alternative embodiments. For example, other types of modulators may be used in place of the OFDM mod-

ulators 216, such as modulators suitable for generating signals for transmission over a telephone line or other network connection, and separate interleaving and coding need not be applied to each of the channels.

[0025] The receiver 204 receives the transmitted OFDM signals from the transmission channels 206, and processes them in OFDM demodulators 219 to recover the interleaved symbols for each of the channels. The symbols are deinterleaved in a set of deinterleavers 220, and then applied to a set of channel decoders 222. The bit streams at the output of each of the decoders in the set of decoders 222 correspond to the different classes of audio information bits. These bit streams are then processed in a declassifier 224 which reconstructs audio packets from the bit streams. The resulting sequence of audio packets are then decoded in an audio decoder 226 to reconstruct the original analog audio signal.

[0026] Like the transmitter 202, the receiver 204 may include additional processing elements which are not shown in FIG. 5. It should also be noted that various elements of the system 200, such as the interleavers 215 and the deinterleavers 220, may be eliminated in alternative embodiments. Moreover, various elements of the system 200, such as the audio encoder 210 and decoder 226, the channel coders 214 and decoders 222, and the classifier 212 and declassifier 224, may be implemented using an application-specific integrated circuit, microprocessor or any other type of digital data processor, as well as portions or combinations of such devices. Various aspects of the invention may also be implemented in the form of one or more software programs executed by a central processing unit (CPU) or the like in the digital data processor.

[0027] Simulation results for an exemplary frequency division UEP (FD-UEP) system such as that described in conjunction with FIGS. 1-5 are shown in TABLE 1 below. In the simulations, a channel was assumed to include two disjoint segments, designated segment I and segment II. Such segments are also referred to herein as sub-channels, and it should be noted that each segment is itself considered to fall within the general definition of "channel" given above. In other words, each segment may be considered a channel. With a suitable interleaver depth, the channel quality may be assumed to be constant over a particular segment. The two segments can thus be parameterized by an interference characteristic such as, for example, the corresponding signal-to-noise level measured in terms of E_s/N_0 . Gaussian channel conditions are assumed in the simulations.

[0028] In an EEP transmission system operating over segments I and II, it is reasonable to assume half of the channel coded bits encounter a channel condition which exists in segment I and another half encounter conditions existing in segment II. For the FD-UEP system, it is assumed that audio information bits are separated into a class I which includes control bits and a first portion of the audio data bits, and a class II which includes a second portion of the audio data bits. These classes I and II may correspond, for example, to classes 1* and 2*, respectively, as described in EP-A-0936772. In accordance with the present invention, the class I and II bits may be interleaved and transmitted independently over segments I and II, respectively. Therefore, class I bits are exposed to the channel condition in segment I and class II bits face the channel condition in segment II. In each of the simulations, a convolutional channel code with a rate of 2/5 was used, as described above, and the same outer cyclic redundancy codes (CRCs) were also used.

TABLE 1

Simulation No.	Channel Condition (E_s/N_0) in dB		EEP Quality	FD-UEP Quality
	Segment I	Segment II		
1.	-0.5	-0.5	Slight distortion	Slight distortion
2.	-0.5	-2.5	Partial Breakdown (~ 50% Muting)	Some distortions Audio BW reduction Some noise bursts
3.	-0.5	-3.0	Total Breakdown (> 75% Muting)	Some distortions Audio BW reduction

[0029] Subjective audio quality for the above-described EEP and FD-UEP systems were evaluated for different channel conditions, and the qualitative results are summarized in TABLE 1. As expected, if the channel conditions on the two segments are roughly equivalent, as in simulation 1 in TABLE 1, both EEP and FD-UEP systems perform similarly. On the other hand, it is clear from simulations 2 and 3 in TABLE 1 that when the conditions in the two segments are substantially different, the FD-UEP system exhibits a much more graceful degradation. More specifically, if a given channel condition exists in segment I and segment II is approximately 2.0 dB worse, the EEP system is unacceptable with muting nearly half the time. The FD-UEP system, in contrast, survives with only reduced audio bandwidth and some increase in distortions. When the channel condition in segment II is about 2.5 dB worse than that in segment I, the EEP system mutes more than 75% of the time, while the FD-UEP system survives albeit with lower audio bandwidth and increased distortions. In other words, as the interference level in segment II increases, the audio quality in the FD-

UEP system "bottoms out" at a lower yet often acceptable quality level. By way of comparison, the EEP system mutes almost completely under these same conditions.

[0030] The distortions noticed in the FD-UEP system in simulations 2 and 3 of TABLE 1 are primarily due to audio bandwidth reduction and aliasing attributable to the classifier described in EP-A-0936772. If the difference in the channel conditions between segment I and II is relatively moderate, there is one other potential distortion as noticed in simulation 2, i.e., an occasional burst of high frequency noise. This happens when channel conditions in segment I are much beyond the point of failure for class II bits, i.e., >20% PAC packet loss for these bits, yet not severe enough, i.e., <50-60% PAC packet loss, to lead to a complete muting for class II in the PAC error mitigation algorithm. This may lead to a situation in which the performance of the FD-UEP system may actually improve slightly when the channel condition in segment II becomes progressively worse beyond a certain threshold. It should be noted that in spite of the above-described distortions, the simulations clearly indicate that an FD-UEP system in accordance with the invention is preferable to an EEP system at least in terms of providing a more graceful performance degradation.

[0031] The above-described embodiments of the invention are intended to be illustrative only. For example, the invention can be applied to the transmission of digital information other than audio, such as video, images and other types of information. In addition, alternative embodiments of the invention may utilize different types of channels. Different types of coding, e.g., convolutional coding with different memories or other characteristics, or other types of codes such as block codes, may also be used. Furthermore, the invention may make use of different types of modulation, including, e.g., single-carrier modulation in every channel, or multi-carrier modulation, e.g., OFDM, in every channel. A given carrier can be modulated using any desired type of modulation technique, including, e.g., a technique such as m -QAM, m -PSK or trellis coded modulation.

[0032] It should be noted that any of the error sensitivity classification techniques described in the above-cited EP-A-0936772, including multipacket error protection profiles, may be used to classify the information bits in terms of error sensitivity. The UEP techniques described in EP-A-0936772 may be used to provide further levels of UEP within a given class, e.g., within a class assigned to a channel having a substantially uniform interference level. In addition, the techniques of the invention may be used to provide any number of different classes of UEP for information, and may be used with a wide variety of different bit rates and transmission channels. For example, as previously noted, alternative embodiments can extend the illustrative two-class techniques described above to any desired number n of classes in a straightforward manner.

[0033] Further embodiments of the invention could use other techniques for providing adaptive numbers and types of different classes and channels. In addition, the number and/or characteristics of the channels and classes, as well as the assignment of classes to channels, may be fixed or dynamic. For example, if the interference characteristics associated with the channels vary as a function of time or position within a coverage area, the assignment of the classes of bits to the channels can be varied as a function of time so as to ensure that the classes of bits having the greatest error sensitivity continue to be transmitted over the channels which are least susceptible to interference as the interference characteristics vary. As another example, the bandwidth or other characteristic of a particular channel or channels may be made to vary as a function of time. These and numerous other alternative embodiments and implementations within the scope of the following claims will be apparent to those skilled in the art.

Claims

1. A method of processing information bits for transmission in a communication system, the method comprising the steps of:

separating the information bits into n classes of bits based on error sensitivity, where n is greater than or equal to two; and
assigning the classes of bits to n channels, each having an interference characteristic associated therewith, such that the class of bits having the greatest error sensitivity is transmitted over the channel which is the least susceptible to interference.

2. The method of claim 1 further including the step of determining the interference characteristics associated with the n channels to be used in transmitting the information bits.

3. An apparatus for use in processing information bits for transmission in a communication system, the apparatus comprising:

a transmitter operative to separate the information bits into n classes of bits based on error sensitivity, where n is greater than or equal to two, and to assign the classes of bits to n channels having corresponding interference characteristics, such that the class of bits having the greatest error sensitivity is transmitted over the channel which

is the least susceptible to interference.

4. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein the interference characteristics are determined by measuring interference levels for at least a subset of the channels.
5. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein the interference characteristics are determined by obtaining information regarding known interference levels for at least a subset of the channels.
6. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein each of the channels corresponds to one of a different frequency band, a different time slot, and a different code division slot.
7. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein the interference characteristics associated with at least a subset of the channels vary as a function of time, and the assignment of the classes of bits to the channels is varied so as to ensure that the classes of bits having the greatest error sensitivity continue to be transmitted over the channels which are least susceptible to interference as the interference characteristics vary.
8. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein the interference characteristics associated with at least a subset of the channels vary as a function of position within a coverage area, and wherein the assignment of the classes of bits to the channels is varied so as to ensure that the classes of bits having the greatest error sensitivity continue to be transmitted over the channels which are least susceptible to interference as the interference characteristics vary.
9. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein an amount of channel resources used for a particular class of information bits varies as a function of time.
10. The method of claim 1 or apparatus of claim 3 wherein at least one of the channels has a substantially uniform interference level, and unequal error protection is provided for the class of information bits within the at least one channel.
11. A method of processing information bits for transmission in a communication system, the method comprising the steps of:
 - separating the information bits into n classes of bits based on error sensitivity, where n is greater than or equal to two; and
 - selecting a given one of n channels for transmitting a corresponding one of the n classes of bits, based on relative interference characteristics of the n channels.
12. An apparatus for use in processing information bits for transmission in a communication system, the apparatus comprising:
 - a transmitter operative to separate the information bits into n classes of bits based on error sensitivity, where n is greater than or equal to two, and to select a given one of n channels for transmitting a corresponding one of the n classes of bits, based on relative interference characteristics of the n channels.

FIG. 1

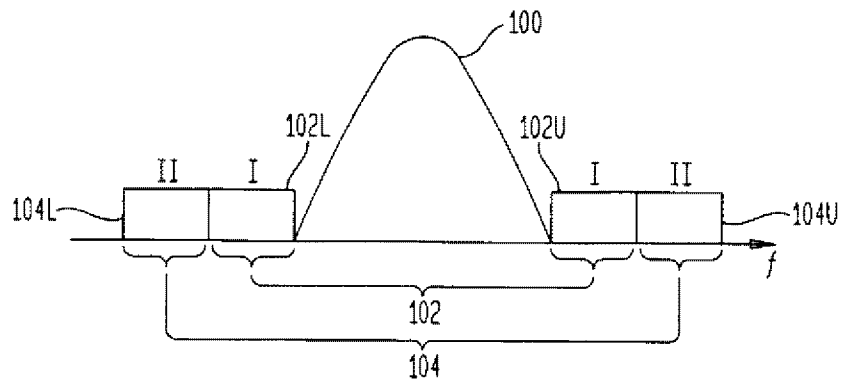


FIG. 2

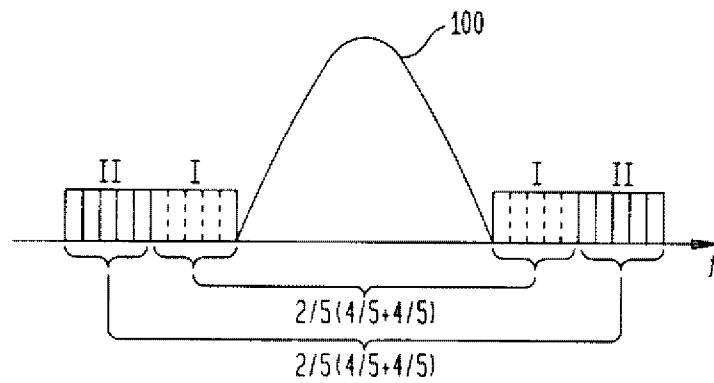


FIG. 3

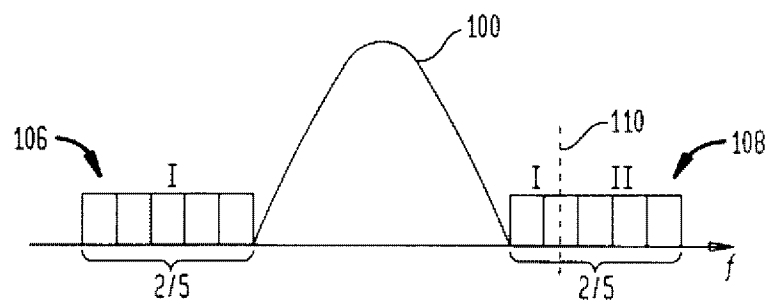


FIG. 4

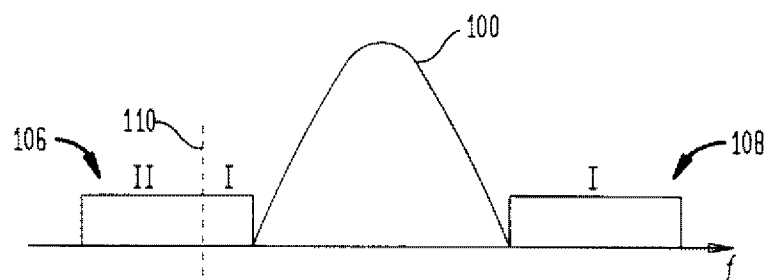
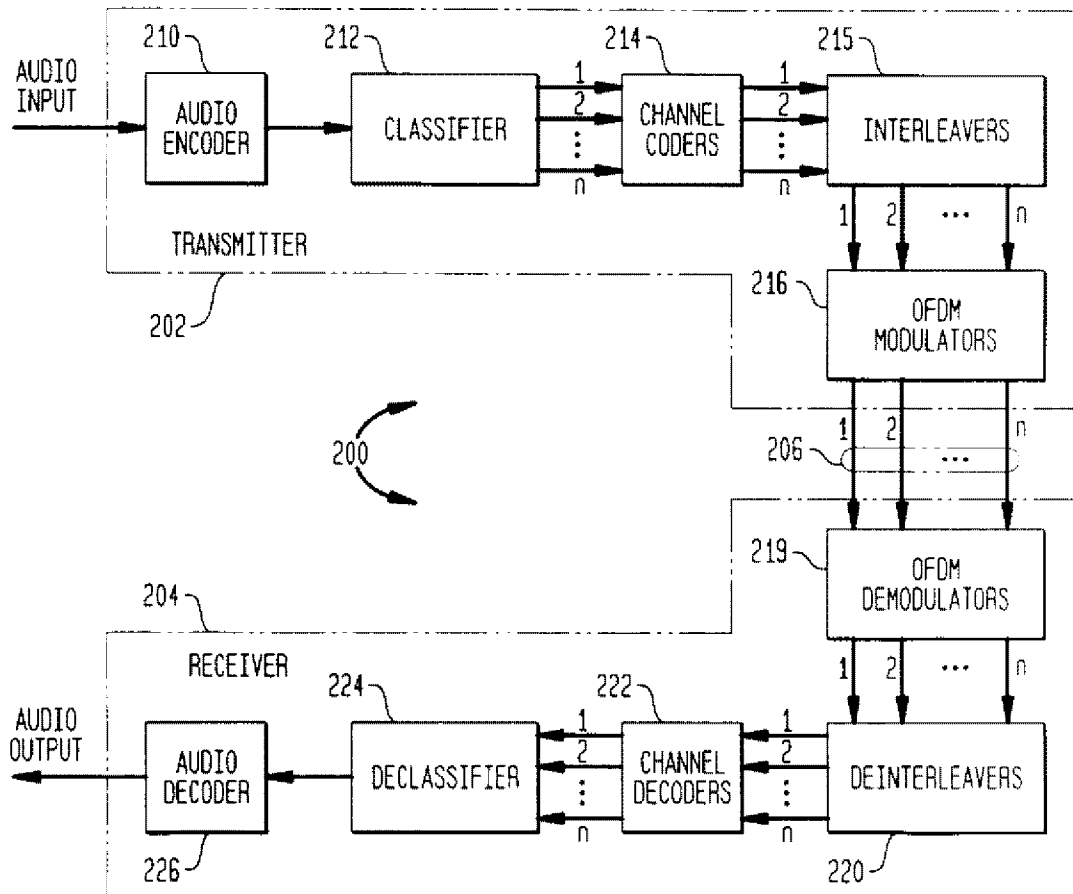


FIG. 5



(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(88) Date of publication A3:
07.04.2004 Bulletin 2004/15

(51) Int Cl.7: **H04L 1/00, H04L 27/26**

(43) Date of publication A2:
05.04.2000 Bulletin 2000/14

(21) Application number: **99307476.4**

(22) Date of filing: **21.09.1999**

(84) Designated Contracting States:
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE
Designated Extension States:
AL LT LV MK RO SI

(72) Inventors:
• **Sinha, Deepen**
Chatham, New Jersey 07928 (US)
• **Sundberg, Carl-Erik Wilhelm**
Chatham, New Jersey 07928 (US)

(30) Priority: **30.09.1998 US 163656**

(74) Representative: **Williams, David John et al**
Page White & Farrer,
54 Doughty Street
London WC1N 2LS (GB)

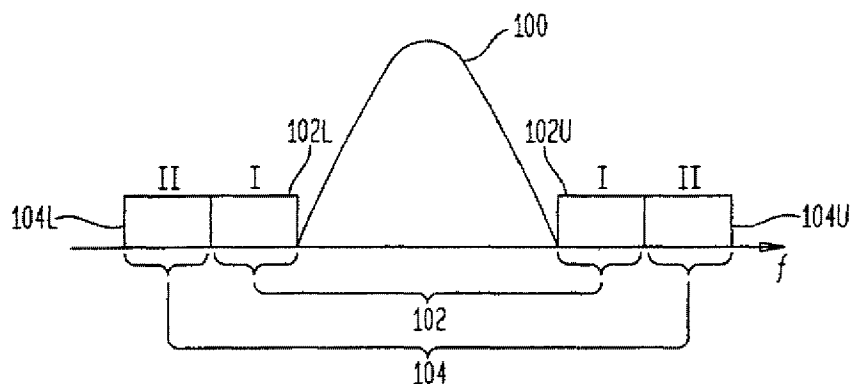
(71) Applicant: **LUCENT TECHNOLOGIES INC.**
Murray Hill, New Jersey 07974-0636 (US)

(54) **Unequal error protection for digital broadcasting using channel classification**

(57) The invention provides methods and apparatus for processing information, e.g., audio, video or image information, for transmission in a communication system. In an illustrative embodiment, interference characteristics are determined for a set of n channels to be used to transmit audio information bits, where n is greater than or equal to two. The audio information bits are separated into n classes based on error sensitivity, for example, the impact of errors in particular audio data bits on perceived quality of an audio signal reconstructed from the transmission. The classes of bits are then assigned to the n channels such that the classes of bits having the greatest error sensitivity are transmitted over the channels which are the least susceptible to interfer-

ence. The interference characteristics associated with the n channels can be determined by, for example, measuring interference levels for one or more of the channels, or obtaining information regarding known interference levels for one or more of the channels. The channels may correspond to different frequency bands, time slots, code division slots or any other type of channels. The invention can provide UEP for different classes of audio information bits even in cases in which the same convolutional code, or the same complementary punctured pair convolutional (CPPC) code pair, is used to encode the classes. The assignment of the classes of bits to the channels, as well as the characteristics of the classes and the channels, may be fixed or dynamic.

FIG. 1





European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 99 30 7476

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
X	EP 0 531 046 A (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH) 10 March 1993 (1993-03-10) * column 1, line 3 - line 5 * * column 2, line 48 - column 6, line 27 * * column 7, line 16 - line 33 * * figures 1,3,4 *	1,3,5,6, 9,11,12	H04L1/00 H04L27/26
Y	---	2,4,7,8, 10	
Y	KOUSA M A ET AL: "MULTICHANNEL ADAPTIVE SYSTEM" IEE PROCEEDINGS 1. SOLID- STATE & ELECTRON DEVICES, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, STEVENAGE, GB, vol. 140, no. 5, PART 1, 1 October 1993 (1993-10-01), pages 357-364, XP000403498 ISSN: 0956-3776 * page 357 - page 359, left-hand column; figure 1 *	2,4,7,8	
Y	---		TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)
Y	DE 42 29 654 A (THOMSON BRANDT GMBH) 22 April 1993 (1993-04-22) * column 1; figures 1A-1D *	10	H04L H04H H03M
A	---		
	CUPO R L ET AL: "AN OFDM ALL DIGITAL IN-BAND-ON-CHANNEL (IBOC) AM AND FM RADIO SOLUTION USING THE PAC ENCODER" IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 44, no. 1, March 1998 (1998-03), pages 22-27, XP000834308 ISSN: 0018-9316 * the whole document *		

-/--			
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search MUNICH		Date of completion of the search 10 February 2004	Examiner Marzenke, M
<p>CATEGORY OF CITED DOCUMENTS</p> <p>X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document</p> <p>T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons</p> <p>& : member of the same patent family, corresponding document</p>			

EPO FORM 1503 03/02 (P04C01)



European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 99 30 7476

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
A	<p>BRIAN W KROEGER AND D SC PAUL J PEYLA: "Robust IBOC DAB AM and FM Technology for digital audio broadcasting (URL)" ANNUAL BROADCAST ENGINEERING CONFERENCE, April 1997 (1997-04), XP002104796 * the whole document *</p> <p>-----</p>		
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search MUNICH		Date of completion of the search 10 February 2004	Examiner Marzenke, M
<p>CATEGORY OF CITED DOCUMENTS</p> <p>X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document</p> <p>T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document</p>			

EPO FORM 1503 (03.02.02) (P04C01)

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 99 30 7476

This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report.
The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

10-02-2004

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0531046	A	10-03-1993	US 5243629 A	07-09-1993
			EP 0531046 A2	10-03-1993
			JP 5218978 A	27-08-1993

DE 4229654	A	22-04-1993	DE 4229654 A1	22-04-1993

EPO FORM P0459

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-217896

(43)Date of publication of application : 10.08.2001

(51)Int.Cl.

H04L 29/08 H04B 7/26

H04L 1/00 H04M 3/26

(21)Application number : 2000-022042

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC WORKS LTD

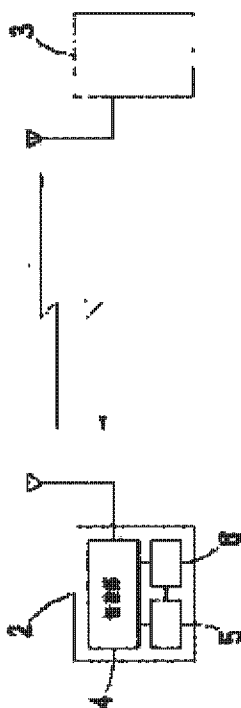
(22)Date of filing : 31.01.2000

(72)Inventor : KURITA MASANORI

MATSUMOTO KAZUNORI

ARAI TAKAYUKI

(54) WIRELESS DATA COMMUNICATION SYSTEM



(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a wireless data communication system that can conduct wireless data communication at a speed as fast as possible with less communication error and without greatly lowering its data transmission efficiency.

SOLUTION: Prior to actual data communication, a test data block whose transmission speed is stepwise changed is transmitted and by evaluating an error rate of received data, a data transmission speed as fast as possible with less communication error is decided and actual data communication is conducted at a decided data transmission speed. A bit error rate count section 5 counts a bit error rate and a bit error rate discrimination section 6 discriminates whether or not this bit error rate is equal to or below a predetermined permissible

value.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-217896

(P2001-217896A)

(43)公開日 平成13年 8月10日 (2001.8.10)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
H 0 4 L 29/08		H 0 4 L 1/00	C 5 K 0 1 4
H 0 4 B 7/26		H 0 4 M 3/26	Z 5 K 0 1 9
H 0 4 L 1/00		H 0 4 L 13/00	3 0 7 C 5 K 0 3 4
H 0 4 M 3/26		H 0 4 B 7/26	M 5 K 0 6 7
			K
審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 6 頁)			

(21)出願番号 特願2000-22042(P2000-22042)

(22)出願日 平成12年 1月31日 (2000.1.31)

(71)出願人 000005832

松下電工株式会社

大阪府門真市大字門真1048番地

(72)発明者 栗田 昌典

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社社内

(72)発明者 松本 万典

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社社内

(74)代理人 100111556

弁理士 安藤 淳二 (外1名)

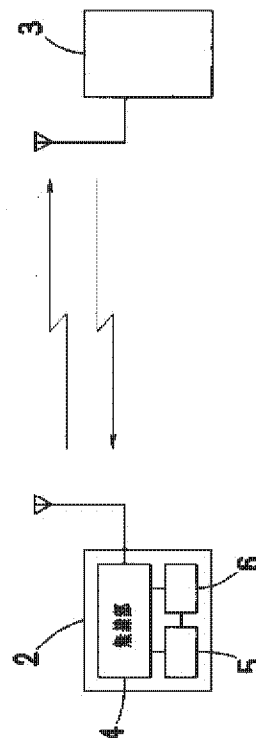
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 無線データ通信システム

(57)【要約】

【課題】 データ伝送効率をあまり低下させないで、通信エラーが少なく、かつ、できるだけ速いデータ伝送速度での無線データ通信を行うことができる無線データシステムを提供する。

【解決手段】 実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、その受信データのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行う。ビットエラー率カウンタ部5がビットエラー率をカウントし、このビットエラー率があらかじめ定めた許容値以下であるかどうかをビットエラー率判定部6が判定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウント部と、カウントされたパケットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムにおいて、

前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することを特徴とする無線データ通信システム。

【請求項 2】前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の遅いブロックから順番に送出し、

前記受信機は、前記エラー率が許容値以下の値から許容値を超える値に変化したときのブロックの直前のブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定することを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【請求項 3】前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、

前記受信機は、前記エラー率が許容値を超える値から許容値以下の値に変化したときのブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定することを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【請求項 4】前記受信機が、エラービットとエラービットとの間隔をカウントしてエラー分布を解析するためのエラーパターン解析部と、その解析結果に基づいてパケットエラー率が最小となる最適パケット長を決定するためのパケット長最適化部とを備え、前記パケット長最適化部を決定した最適パケット長が前記受信機から前記送信機に通知されることを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【請求項 5】周期的なエラーが検出されたときに、エラー発生区間で送信を停止する間欠期間を設けることを特徴とする請求項 4 記載の無線データ通信システム。

【請求項 6】通信条件や通信環境に応じて、請求項 2～5 のいずれかの通信方法を選択するためのスイッチを設けたことを特徴とする請求項 1 記載の無線データ通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、データ伝送速度が可変である無線データ通信システムに関し、詳しくは、通信エラーが少ない適切なデータ伝送速度で無線データ

通信を行うための方法に関する。

【0002】

【従来の技術】データ伝送速度が可変である無線データ通信システムにあっては、できるだけ速いデータ伝送速度を得るために、変調データの多値化や多重化を行うことが一般的である。この場合、伝送速度が速くなるほど多値化数や多重化数が大きくなり、その分、他の機器から発せられるノイズの影響を受けやすく、通信エラーが発生しやすくなる。逆に、伝送速度を遅くすれば、他の機器から発せられるノイズに強く、通信エラーが発生しにくくなる。

【0003】従来、できるだけ高速のデータ伝送速度が要求される通信システムでは、最初に最も高速のデータ伝送速度での通信を試み、通信エラーが頻繁に発生する場合はデータ伝送速度を一段階下げて再度通信を試みる。そして、通信エラーが最大許容値以下に下がるまで、データ伝送速度を一段階ずつ下げながら通信を繰り返すことが行われていた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記のように、従来の無線データ通信システムでは、実際のデータ通信を実行中に通信エラーが発生してから伝送速度を下げてデータの再送を行うので、ノイズ発生源となる機器が通信経路の近傍にある場合のような劣悪な通信環境下では、通信エラーが頻繁に発生し、その都度データの再送を繰り返すことになる。この結果、データ伝送効率が著しく低下する。

【0005】そこで、本発明は、データ伝送効率をあまり低下させないで、通信エラーが少なく、かつ、できるだけ速いデータ伝送速度での無線データ通信を行うことができる無線データシステムを提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明による無線データ通信システムは、送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウント部と、カウントされたパケットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムであって、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することを特徴とする。

【0007】上記のような構成によれば、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を実際

のデータ通信に先立って決定することができる。つまり、通信環境に応じた適切な伝送速度が実際のデータ通信の前に設定される。この結果、実際のデータ伝送の途中で伝送速度を再設定したり、データを再送したりする必要がほとんどなくなるので、データ伝送効率が向上する。

【0008】具体的な構成として、第1の構成では、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の遅いブロックから順番に送出し、前記受信機は、前記エラー率が許容値以下の値から許容値を超える値に変化したときのブロックの直前のブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定する。

【0009】第2の構成では、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、前記テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、前記受信機は、前記エラー率が許容値を超える値から許容値以下の値に変化したときのブロックの伝送速度を最適データ伝送速度として決定する。

【0010】また、前記受信機が、エラービットとエラービットとの間隔をカウントしてエラー分布を解析するためのエラーパターン解析部と、その解析結果に基づいてパケットエラー率が最小となる最適パケット長を決定するためのパケット長最適化部とを備え、前記パケット長最適化部を決定した最適パケット長が前記受信機から前記送信機に通知されることが好ましい。このようにして、パケット通信を行う無線データ通信システムにおいて、実際のデータ通信に先立って最適パケット長を設定することができるので、パケットエラー率を最小に抑え、再送処理の発生を少なくしてデータ伝送効率を向上することができる。

【0011】更に、周期的なエラーが検出されたときに、エラー発生区間で送信を停止する間欠期間を設けることが好ましい。例えば、電子レンジ（高周波加熱調理器）のように周期的なノイズを発生する機器が近くに存在する通信環境下において、例えば5msec間又は10msec間の間欠期間をもうけることにより、そのようなノイズによる通信障害を抑え、データ伝送効率を向上することができる。

【0012】また、通信条件や通信環境に応じて、上記のような複数の通信方法のうちのいずれか1つを選択するためのスイッチを設けることが好ましい。このようなスイッチは、通常は通信システムの設置後、電源投入時に一度操作すればよい。これにより、設置場所に固有の通信環境や通信条件に個別に対応することが容易になる。あるいは、実際のデータ通信を実行中にビットエラー率が許容値を超えたときに自動的にスイッチを切り換えるようにしてもよいし、手動でスイッチを切り換えてもよい。これにより、無線データ通信に際して発生する妨害波のような一時的な通信環境の悪化に対応すること

ができる。

【0013】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照しながら本発明の実施形態を説明する。

【0014】図1は、本発明の第1実施形態に係る無線データ通信システムを示すブロック図である。この無線データ通信システムでは受信機2と送信機3とが電波を用いた無線データ通信を行う。なお、説明上、受信機2と送信機3とを区別しているが、通常は受信機能と送信機能を兼ね備えた複数の端末が双方向のデータ伝送を行う。

【0015】図1に示すように、受信機2は無線部4、ビットエラー率カウント部5、及びビットエラー率判定部6を有する。送信機3から送信すべき情報によってデジタル変調された電波が発せられ、これが受信機2によって受信される。受信された電波は無線部4で復調され、ビットエラー率カウント部5でビットエラー率がカウントされ、このビットエラー率があらかじめ定めた許容値以下であるか否かをビットエラー率判定部6が判定する。

【0016】図2は、本実施形態で用いられるテストデータブロックを示している。テストデータブロック20は、異なる伝送速度を有する複数のブロック20a、20b、20c、20dからなる。ブロック20a～20dの伝送速度は、それぞれ1Mbps、2Mbps、3Mbps、4Mbpsである。

【0017】本実施形態では、実際のデータ通信に先立って、送信機3は上記のテストデータブロック20を伝送速度の遅いブロック20aから順番に送出する。一般に、データ伝送速度が速いほどビットエラー（通信エラー）が発生しやすいため、よりよい通信環境が要求される。上述のように、受信機2で受信された電波は無線部4で変調され、ビットエラー率カウント部5でビットエラー率がカウントされ、このビットエラー率が許容値以下であるかどうかをビットエラー率判定部6が判定する。ビットエラー率が許容値以下であれば、そのブロックの通信速度で実際のデータ通信を行うことができると判断される。

【0018】テストデータブロック20のブロックが変わり、伝送速度が速くなると、やがてビットエラー率が許容値を超えたことがビットエラー率判定部6によって判定される。このとき、そのブロックの通信速度で実際のデータ通信を行うことはできないと判断されるので、それより遅い一つ前のブロックの伝送速度で実際のデータ通信を行うように、受信機2から送信機3へ知らせる。

【0019】このように、実際のデータ通信の前に、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信してビットエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を

決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行う。したがって、通信環境に応じた適切な伝送速度が実際のデータ通信の前に設定される。この結果、実際のデータ伝送の途中で伝送速度を再設定したり、データを再送したりする必要がほとんどなくなるので、データ伝送効率が向上する。

【0020】上記の実施形態の変形例として、実際のデータ通信に先立って送信機3がテストデータブロック20を送出する際に、伝送速度の遅いブロック20aからではなく、伝送速度の速いブロック20dから順番に送出するようにしてもよい。この場合、はじめのうちは、受信機2のビットエラー率判定部6が判定するビットエラー率が許容値を超えているが、伝送速度の遅いブロックに段階的に切り換えて行く過程で、ビットエラー率が許容値以下になる。このときのブロックの通信速度で実際のデータ通信を行うことが可能であると判断し、その通信速度が受信機2から送信機3へ報知される。

【0021】図3は、本発明の第2実施形態に係る無線データ通信システムの受信機を示すブロック図である。図1に示した構成と同じ機能を有する構成要素には同じ番号を付している。

【0022】この実施形態では、特にパケット通信を行う無線データ通信に関して、エラー分布（エラービットの分布）の周期性を解析するためのエラーパターン解析部31と、解析したエラー分布の周期性に基づいてパケットエラー率が最小となるようにパケット長を設定するパケット長最適化部32とを受信機2に設けている。

【0023】図4は、エラーパターン解析部31とパケット長最適化部32の動作を説明するための図である。エラーパターン解析部31は、エラービット41とエラービット41との間隔（エラー間隔）をカウントする。パケット長最適化部32は、カウントされた複数のエラー間隔のうち、最も短いものを最適のパケット長とする。例えば図4に示すように、エラー間隔Aがエラー間隔Bより短い場合は、エラー間隔Aが最適のパケット長として洗濯される。

【0024】この最適のパケット長は受信機2から送信機3に通知され、このパケット長で送信機3から受信機2へのパケット通信が行われる。これにより、パケットエラー率が向上する。

【0025】また、所定間隔より短い間隔でエラービットがある場合は、パケット長を変えることによるパケットエラー率の向上は困難であり、この場合はパケット長を初期値に戻すように受信機2から送信機3に通知される。

【0026】上記のような構成によりパケットエラー率を最小に抑えることができ、その結果、再送処理の発生が少なくなるので、データ伝送効率が向上する。

【0027】図5は、電子レンジ（高周波加熱調理器）からの放射雑音（ノイズ）を示している。例えば、商用

電源の周波数が50Hzの地域では、10msecまたは20msec周期でノイズが放射される。このような電子レンジからの放射ノイズによって通信エラーが引き起こされる場合は明らかな周期性があるので、それと分かる。この場合は、通信エラーが周期的に発生しやすい区間で5msec又は10msec間の送信停止期間（周期的な間欠期間）を設けることにより、電子レンジからの放射ノイズによる影響を少なくし、データ伝送効率を向上することができる。

【0028】通信条件や通信環境に応じて、上述の複数の通信方法のいずれかを選択するためのスイッチを設けてもよい。第1の選択肢では、実際のデータ通信に先立って、テストデータブロックを伝送速度の遅いブロックから順番に送出し、段階的に伝送速度を上げながら、ビットエラー率が許容値を超えるブロックの直前の伝送速度を最適速度として求める。第2の選択肢では、実際のデータ通信に先立って、テストデータブロックを伝送速度の速いブロックから順番に送出し、段階的に伝送速度を上げながら、ビットエラー率が許容値以下になるブロックの伝送速度を最適速度として求める。

【0029】第3の選択肢では、パケット通信を行う場合の最適パケット長を、エラービット間隔の最も短い値に設定する。第4の選択肢では、通信エラーが周期的に発生しやすい区間で5msec又は10msec間の送信停止期間（周期的な間欠期間）を設ける。

【0030】上記のような選択肢のうちの一つを選択するスイッチは、通信システムの設置後、電源投入時に一度操作すればよい。このようにして、設置場所に固有の通信環境や通信条件に個別に対応することが容易になる。あるいは、実際のデータ通信を実行中にビットエラー率が許容値を超えたときに自動的に設定モードが切り替わるようにしてもよいし、手動で切り換えるようにしてもよい。これにより、無線データ通信に際して発生する妨害波のような一時的な通信環境の悪化に対応することができる。

【0031】以上、本発明の実施形態について変形例を含めながら説明したが、本発明は、上記の実施形態及び変形例に限らず、種々の形態で実施することができる。

【0032】

【発明の効果】以上に説明したように、本発明の無線データ通信システムによれば、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、その受信データのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うので、通信環境及び通信条件に応じた効率の良い無線データ通信を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態に係る無線データ通信システムを示すブロック図である。

【図2】実際のデータ通信の前に送信されるテストデータブロックを示す図である。

【図3】本発明の第2実施形態に係る無線データ通信システムの受信機を示すブロック図である。

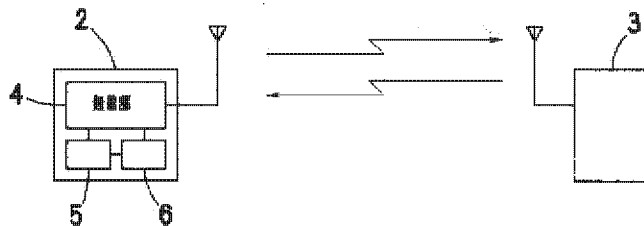
【図4】エラーパターン解析部とパケット長最適化部の動作を説明するための図である。

【図5】電子レンジ（高周波加熱調理器）からの放射雑音（ノイズ）を示す図である。

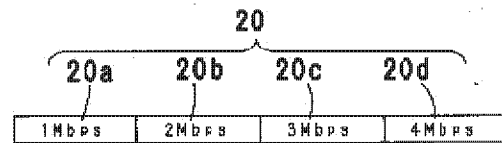
【符号の説明】

- * 2 受信機
- 3 送信機
- 4 無線部
- 5 ビットエラー率カウンタ部
- 6 ビットエラー率判定部
- 20 テストデータブロック
- 31 エラーパターン解析部
- 32 パケット長最適化部
- * 41 エラービット

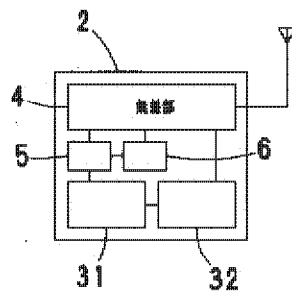
【図1】



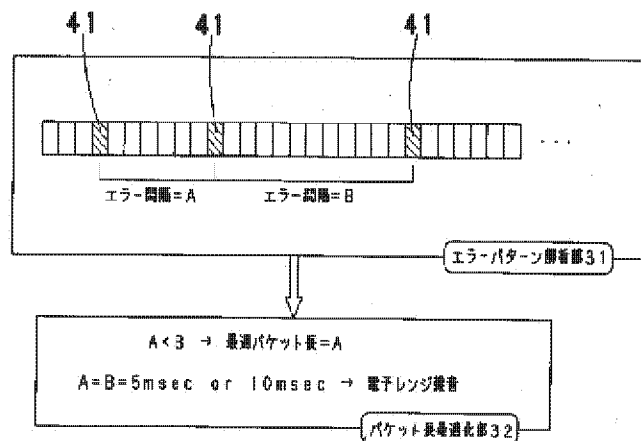
【図2】



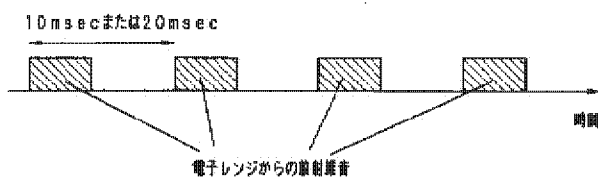
【図3】



【図4】



【図5】



【手続補正書】

【提出日】平成12年4月3日(2000.4.3)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウント部と、カウントされたビットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムにおいて、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することを特徴とする無線データ通信システム。

＊

＊【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0006

【補正方法】変更

【補正内容】

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明による無線データ通信システムは、送信機と受信機とが電波を用いてデータ通信を行い、前記受信機は、前記送信機から受信した電波から受信データを復調する無線部と、前記受信データのビットエラー率をカウントするビットエラー率カウント部と、カウントされたビットエラー率が許容値以下であるか否かを判定するビットエラー率判定部とを備えている無線データ通信システムであって、前記送信機が、実際のデータ通信に先立って、伝送速度を段階的に変化させるテストデータブロックを送信し、前記受信機が、受信したテストデータブロックのエラー率を評価することにより、できるだけ高速で、かつ、通信エラーが少ないデータ伝送速度を最適データ伝送速度として決定し、決定したデータ伝送速度で実際のデータ通信を行うように、前記送信機に通知することを特徴とする。

フロントページの続き

(72)発明者 新居 隆之

大阪府門真市大字門真1048番地松下電工株式会社内

Fターム(参考) 5K014 AA01 EA08 FA12 GA02

5K019 AC09 BA45 BB31 CC14 CC16
CD05

5K034 EE03 EE11 HH01 HH02 HH06
HH63 MM08

5K067 AA01 BB21 DD47 EE32 HH25

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-186051

(43)Date of publication of application : 06.07.2001

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 7/26

H04L 27/00

(21)Application number : 11-366760

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 24.12.1999

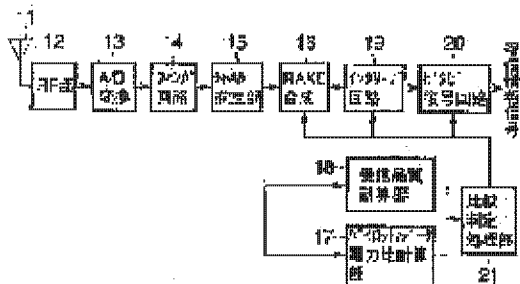
(72)Inventor : TAKANO KOJI

(54) DATA SIGNAL DISCRIMINATION CIRCUIT AND METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a data signal discrimination circuit and a method that can reduce occurrence of an error in discrimination of presence of a data signal independently of the communication quality.

SOLUTION: The data signal discrimination circuit that receives a signal with a data structure where a pilot signal and a data signal are temporally multiplexed and whose transmission is intermittently stopped as transmission control, is provided with a power ratio calculation section 17 that calculates the ratio of the power of the pilot signal to that of the data signal, a reception quality calculation section 18 that calculates the reception quality on the basis of the pilot signal, and a discrimination processing section 21 that generates a threshold on the basis of the reception quality calculated by the reception quality calculation section 18 and compares the threshold with the power ratio calculated by the power ratio calculation section 17 to discriminate the presence of the data signal.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-186051

(P2001-186051A)

(43)公開日 平成13年7月6日(2001.7.6)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
H 0 4 B	1/707	H 0 4 J 13/00	D 5 K 0 0 4
	7/26	H 0 4 B 7/26	K 5 K 0 2 2
H 0 4 L	27/00	H 0 4 L 27/00	B 5 K 0 6 7
			C

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平11-366760

(22)出願日 平成11年12月24日(1999.12.24)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 高野 考司

東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株

式会社東芝日野工場内

(74)代理人 100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

Fターム(参考) 5K004 AA01 BA02 BB05

5K022 EE01

5K067 BB21 CC10 CC24 DD25 EE02

EE10 FF16 GG02 GG11 HH22

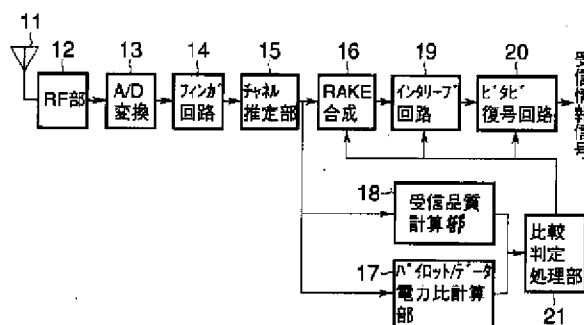
HH25 LL01

(54)【発明の名称】 データ信号判定回路及び方法

(57)【要約】

【課題】この発明は、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができるデータ信号判定回路及び方法を提供することを目的とする。

【解決手段】パイロット信号とデータ信号とか時間多重されるデータ構造であって、データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信して、データ信号の有無を判定するデータ信号判定回路において、パイロット信号とデータ信号との電力比を算出する電力比計算部17と、パイロット信号に基づいて受信品質を算出する受信品質計算部18と、この受信品質計算部18で算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、該しきい値と電力比計算部17で算出された電力比とを比較してデータ信号の有無を判定する判定処理部21とを備えている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造を有し、前記データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信し、前記データ信号の有無を判定するデータ信号判定回路において、前記パイロット信号と前記データ信号との電力比を算出する電力比計算手段と、前記パイロット信号に基づいて受信品質を算出する受信品質計算手段と、この受信品質計算手段で算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、該しきい値と前記電力比計算手段で算出された電力比とを比較して前記データ信号の有無を判定する判定手段とを具備してなることを特徴とするデータ信号判定回路。

【請求項2】 前記判定手段は、前記しきい値を、前記受信品質計算手段で算出された受信品質の1/2に設定することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項3】 前記電力比計算手段は、バス毎のパイロット信号とバス毎のデータ信号とに基づいてバス毎の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、バス毎のパイロット信号に基づいてバス毎の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項4】 前記電力比計算手段は、バス毎の平均パイロット信号電力とバス毎の平均データ信号電力とに基づいてバス毎の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、バス毎の平均パイロット信号電力とパイロットシンボルのばらつきとに基づいてバス毎の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項5】 前記電力比計算手段は、RAKE合成後のパイロット信号とRAKE合成後のデータ信号とに基づいてRAKE合成後の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、RAKE合成後のパイロット信号に基づいてRAKE合成後の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項6】 前記電力比計算手段は、RAKE合成後の平均パイロット信号電力とRAKE合成後の平均データ信号電力とに基づいてRAKE合成後の電力比を算出し、前記受信品質計算手段は、RAKE合成後の平均パイロット信号電力とパイロットシンボルのばらつきとに基づいてRAKE合成後の受信品質を算出することを特徴とする請求項1記載のデータ信号判定回路。

【請求項7】 パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造を有し、前記データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信し、前記データ信号の有無を判定するデータ信号判定方法において、前記パイロット信号に基づいて受信品質を算出し、この算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、このしきい値と、前記パイロット信号と前記データ信号との電力比とを比較して前記データ信号の有無

を判定することを特徴とするデータ信号判定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、間欠的に送信されるように送信制御されているデータ信号の有無を判定するデータ信号判定回路及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】周知のように、例えばCDMA (Code Division Multiple Access) 方式に代表されるような、直接拡散方式のスペクトラム拡散通信技術を用いた移動無線通信システムにおいては、従来より、基地局側における送信電力の低減のために、送信すべきデータ信号が存在しないときには送信動作を停止する送信制御が行なわれている。

【0003】そして、このような送信制御が施された移動無線通信システムでは、移動端末側において、受信した電波の中にデータ信号が含まれているか否か、つまり、データ信号の有無を判定する必要がある。この判定を行なうために、以下に述べる2つの方式が採用されている。

【0004】まず、第1の方式は、基地局側で、データ信号にプリアンブルとポストアンブルとを埋め込み、これらのシンボルにデータ信号の有無を判定するための情報を載せて送信し、移動端末側で、受信した情報の内容に基づいてデータの有無を判定するようにしたものである。

【0005】また、第2の方式は、移動端末側で、受信したパイロット信号とデータ信号との電力比を計算し、その電力比と予め設定されているしきい値とを比較して、その比較結果によりデータ信号の有無を判定するようにしたものである。

【0006】この場合、第1の方式は、データ信号を伝送するチャネルと、パイロット信号を伝送するチャネルとが異なるときに使用される手段であり、第2の方式は、データ信号を伝送するチャネルにパイロット信号が埋め込まれているときに使用される手段である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記した第2の方式のように、受信したパイロット信号とデータ信号との電力比をしきい値と比較してデータ信号の有無を判定する従来の判定手段では、しきい値が予め固定された値として設定されており、その固定的なしきい値に基づいてデータ信号の有無を判定している。

【0008】つまり、通信品質に無関係に一意に決められたしきい値に基づいてデータ信号の有無を判定する構成であるため、例えば劣悪な通信品質の場合等では、データ信号の有無の判定を誤る可能性があるという問題を有している。

【0009】そこで、この発明は上記事情を考慮してなされたもので、通信品質の良否に関わらず、データ信号

の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができる極めて良好なデータ信号判定回路及び方法を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明に係るデータ信号判定回路は、パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造を有し、データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信して、データ信号の有無を判定するものを対象としている。

【0011】そして、このパイロット信号とデータ信号との電力比を算出する電力比計算手段と、パイロット信号に基づいて受信品質を算出する受信品質計算手段と、この受信品質計算手段で算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、該しきい値と電力比計算手段で算出された電力比とを比較してデータ信号の有無を判定する判定手段とを備えるようにしたものである。

【0012】また、この発明に係るデータ信号判定方法は、パイロット信号とデータ信号とが時間多重されるデータ構造を有し、前記データ信号の送信が間欠的に停止されるように送信制御された信号を受信して、前記データ信号の有無を判定するものを対象としている。

【0013】そして、パイロット信号に基づいて受信品質を算出し、この算出された受信品質に基づいてしきい値を生成し、このしきい値と、パイロット信号とデータ信号との電力比とを比較してデータ信号の有無を判定するようにしている。

【0014】上記のような構成及び方法によれば、受信品質に基づいて生成されたしきい値と、パイロット信号及びデータ信号の電力比とを比較してデータ信号の有無を判定するようにしたので、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができるようになる。

【0015】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図1において、アンテナ11で受信された拡散信号は、RF(Radio Frequency)部12により周波数変換された後、A/D(Analog/Digital)変換器13によりサンプリングされてデジタルの受信ベースバンド信号となる。

【0016】この受信ベースバンド信号は、逆拡散符号及びバススロット内位相を設定されたフィンガ回路14により逆拡散処理が施されて、チャンネル推定部15に供給される。このチャンネル推定部15は、フィンガ回路14からの出力情報に基づいて伝送路応答を計算し、パイロット信号及びデータ信号を復調する。

【0017】このうち、復調されたデータ信号は、RAKE合成回路16及びパイロット/データ電力比計算部17にそれぞれ供給される。また、復調されたパイロット信号は、受信品質計算部18及びパイロット/データ電力比計算部17にそれぞれ供給される。

【0018】そして、RAKE合成回路16でRAKE合成されたデータ信号は、インターリーブ回路19に供給される。このインターリーブ回路19は、RAKE合成されたデータ信号にデインターリーブ処理を施し、ビタビ復号回路20に出力している。そして、このビタビ復号回路20が、入力されたデータ信号にビタビ復号処理を施すことによって、受信情報信号が得られる。

【0019】ここで、上記受信品質計算部18は、バス毎のパイロット信号から、バス毎の受信品質を計算し、比較判定処理部21に出力している。また、パイロット/データ電力比計算部17は、バス毎のパイロット信号及びデータ信号から、バス毎の電力比を計算し、比較判定処理部21に出力している。

【0020】この比較判定処理部21は、受信品質計算部18で算出されたバス毎の受信品質に基づいて、データ信号有無判定用のしきい値を求め、そのしきい値と、パイロット/データ電力比計算部17で算出された同一バススロット内位相のバス毎の電力比とを比較する。ただし、同一バススロット内位相のバスが存在しないときは、比較を実行しない。

【0021】そして、比較判定処理部21は、上記した比較の結果、詳細は後述するが、データ信号なしと判定した場合、RAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に対して、その処理を停止する命令を出力する。この停止命令を受けた各回路16、19、20は、直ちに処理を停止する。

【0022】なお、例えば、チャンネルオープン要求指示を受けた場合は、比較判定処理部21がデータ信号なしと判定すると、RAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20の動作を停止するだけでなく、データ信号なしであることを示す応答を行なうことになる。

【0023】また、比較判定処理部21は、データ信号ありと判定した場合、RAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に対して、その処理を開始する命令を出力する。この開始命令を受けた各回路16、19、20は、直ちに処理を開始する。

【0024】なお、上記した各回路16、19、20は、それぞれ、停止中に停止命令を受けた場合や、既に作動中に開始命令を受けた場合には、その命令を無視するように制御されている。

【0025】上記のような構成によれば、比較判定処理部21が、現在の受信品質に基づいて最適のしきい値を用意することができるので、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することが可能となり、ひいては、電力の節約を図ることができる。

【0026】図2は、受信信号のフレーム構成例を示している。すなわち、1フレームは、複数のスロットにより構成され、1スロット内にパイロット信号とデータ信

10

20

30

40

50

号とか時間多重で埋め込まれている。データ信号の送信／停止は、フレーム単位で行なわれるものとする。

【0027】ここで、上記チャネル推定部15から出力されるバス毎のパイロット信号の全てもしくは一部は、受信品質計算部18に供給されて、平均パイロット信号電力／パイロットシンボルのばらつき（分散）なる演算が行なわれることにより、バス毎の受信品質が算出される。

【0028】また、パイロット／データ電力比計算部17により、バス毎の平均パイロット信号電力が算出される。なお、受信品質計算部18及びパイロット／データ電力比計算部17にそれぞれ取り込まれるパイロット信号のシンボル数が、同一である必要はない。

【0029】さらに、上記チャネル推定部15から出力されるバス毎のデータ信号の全てもしくは一部は、パイロット／データ電力比計算部17に供給されて、バス毎の平均データ信号電力が算出される。

【0030】ただし、受信品質計算部18に供給されるパイロット信号を含むチャネルと、パイロット／データ電力比計算部17に供給されるパイロット信号及びデータ信号を含むチャネルとが、同一である必要はない。

【0031】そして、パイロット／データ電力比計算部17により、

平均パイロット信号電力／平均データ信号電力
なる演算が行なわれることによって、バス毎の電力比が算出される。

【0032】図3は、上記した実施の形態における受信品質、しきい値、パイロット／データ電力比及びデータ信号有無判定結果の関係の一例を示している。すなわち、受信品質が時間とともに図3に示すように変化している場合、データ信号有無判定用のしきい値は、例えば、 $\text{受信品質}/2$ のように設定される。

【0033】ところで、パイロット／データ電力比が、図3に示すような曲線であると仮定する。今、パイロット信号電力とデータ信号電力とが同レベルで送信されているとすると、パイロット／データ電力比は、1シンボルあたりに換算すると、理想的には1:1であるから0dBとなる。

【0034】また、受信品質がE dBであるとき、逆拡散後の受信電力と干渉電力との比がE dBであり、このとき逆拡散後の受信電力が停止された場合、全てが干渉電力となり、受信品質は0 dBとなる。

【0035】このようなことから、逆に考えると、データ信号電力が停止しているとき、
パイロット信号電力（送信されている信号電力）／データ信号電力（送信されていない信号電力、つまり、干渉電力）
は、E dBとなる。

【0036】すなわち、受信品質がE dBであるとき、しきい値はE/2となり、パイロット／データ電力比は、理想的には、データ信号がある場合0 dB、データ信号がない場合E dBとなって、両方ともしきい値との差が最大となり、理想的なしきい値であるといえる。

【0037】比較判定処理部21での比較判定は、送信動作を停止する制御の行なわれる周期（ここでは1フレーム）で行なわれ、判定結果がデータ信号なしの場合は、即座にRAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に停止を指示することにより、次のフレームを受信するまで、上記各回路16、19、20を停止させ、電力節減を図ることができる。

【0038】なお、例えば、チャネルオープン要求指示を受けた場合は、比較判定処理部21がデータ信号なしと判定すると、RAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20の動作を停止するだけではなく、データ信号なしであることを示す応答を行なうことになる。

【0039】また、比較判定処理部21での判定結果がデータ信号ありの場合は、即座にRAKE合成回路16、インターリーブ回路19及びビタビ復号回路20に動作開始を指示し、上記各回路16、19、20を作動させる。

【0040】ここで、上記の説明では、パイロット信号電力とデータ信号電力とが等しいものとしたが、両方の信号電力が異なっても構わない。ただし、この場合には、その電力差をしきい値に反映させる必要がある。例えば、

パイロット信号電力：データ信号電力 = 3 : 1

であるとすると、しきい値は、
(受信品質 + 3) / 2 dB
となる。

【0041】また、しきい値は、前述したように、
受信品質 / 2
に限られるものではない。

【0042】図4は、上記した実施の形態の変形例を示している。図1と同一部分に同一符号を付して説明すると、RAKE合成回路16でRAKE合成されたデータ信号を、パイロット／データ電力比計算部17に供給するとともに、RAKE合成されたパイロット信号を、受信品質計算部18及びパイロット／データ電力比計算部17にそれぞれ供給している。

【0043】そして、受信品質計算部18は、RAKE合成後のパイロット信号から、RAKE合成後の受信品質を計算し、パイロット／データ電力比計算部17は、RAKE合成後のパイロット信号及びデータ信号から、RAKE合成後の電力比を計算するようにしている。

【0044】すなわち、上記RAKE合成回路16から出力されるRAKE合成後のパイロット信号の全てもしくは一部は、受信品質計算部18に供給されて、

平均パイロット信号電力／パイロットシンボルのばらつき（分散）

なる演算が行なわれることにより、RAKE合成後の受信品質が算出される。

【0045】また、パイロット／データ電力比計算部17により、RAKE合成後の平均パイロット信号電力が算出される。なお、受信品質計算部18及びパイロット／データ電力比計算部17にそれぞれ取り込まれるパイロット信号のシンボル数が、同一である必要はない。

【0046】さらに、上記RAKE合成回路16から出力されるRAKE合成後のデータ信号の全てもしくは一部は、パイロット／データ電力比計算部17に供給されて、RAKE合成後の平均データ信号電力が算出される。

【0047】ただし、受信品質計算部18に供給されるパイロット信号を含むチャンネルと、パイロット／データ電力比計算部17に供給されるパイロット信号及びデータ信号を含むチャンネルとが、同一である必要はない。

【0048】そして、パイロット／データ電力比計算部17により、

平均パイロット信号電力／平均データ信号電力

なる演算が行なわれることによって、RAKE合成後の電力比が算出される。このように、受信品質及び電力比の計算に、RAKE合成後のパイロット信号及びデータ信号を用いることも可能である。

【0049】なお、この発明は上記した実施の形態に限定されるものではなく、この外その要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。

*【0050】

【発明の効果】以上詳述したようにこの発明によれば、通信品質の良否に関わらず、データ信号の有無の判定に誤まりが生じることを軽減することができる極めて良好なデータ信号判定回路及び方法を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明に係るデータ信号判定回路及び方法の実施の形態を説明するために示すブロック構成図。

10 【図2】同実施の形態における受信フレームの構成例を説明するために示す図。

【図3】同実施の形態における受信品質、しきい値、パイロット／データ電力比及びデータ信号有無判定結果の関係の一例を説明するために示す図。

【図4】同実施の形態の変形例を説明するために示すブロック構成図。

【符号の説明】

11…アンテナ、

12…RF部、

20 13…A/D変換器、

14…フリンガ回路、

15…チャンネル推定部、

16…RAKE合成回路、

17…パイロット／データ電力比計算部、

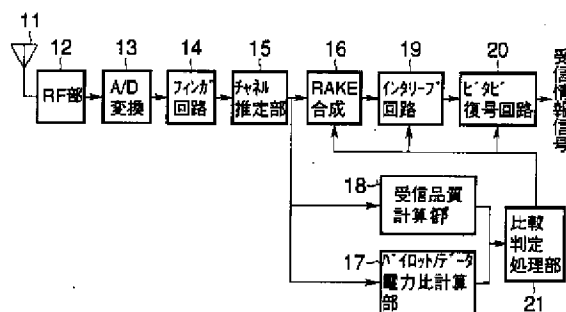
18…受信品質計算部、

19…インターリーブ回路、

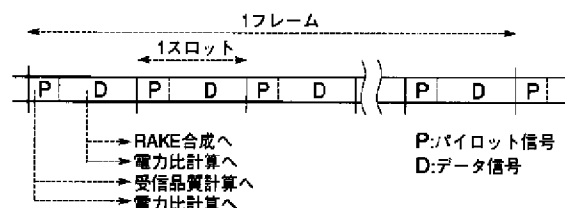
20…ビタビ復号回路、

21…比較判定処理部。

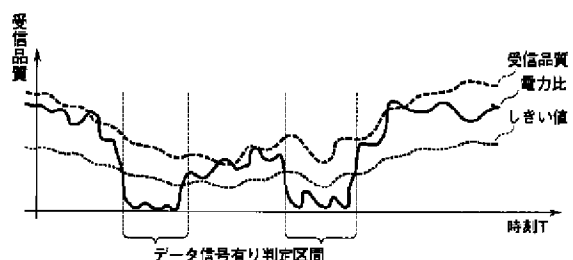
【図1】



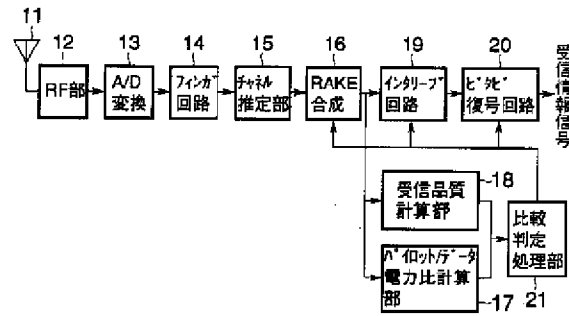
【図2】



【図3】



【図4】



Print | Close

Patent Record View

Monday, October 26 2009

THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP11074863A METHOD FOR RECEIVING MULTIPLE CARRIER WAVE DIGITAL SIGNAL AND RECEIVER

Bibliography

DWPI Title

Reception method for multi-carrier digital signals subjecting received digital signal to coarse time synchronisation and correlating signals with time-shifted versions of itself for identifying transmission mode

Original Title

METHOD FOR RECEIVING MULTIPLE CARRIER WAVE DIGITAL SIGNAL AND RECEIVER

Assignee/Applicant

Standardized: THOMSON BRANDT GMBH

Original: DEUTSCHE THOMSON BRANDT GMBH

Inventor

KLANK OTTO; KLAUSBERGER WOLFGANG; LAABS JUERGEN

Publication Date (Kind Code)

1999-03-16 (A)

Application Number / Date

JP1998203766A / 1998-07-17

Priority Number / Date / Country

EP1997112929A / 1997-07-28 / EP

EP1997112929A / 1997-07-28 / EP

JP1998203766A / 1998-07-17 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve signal identification, and to reduce erroneous decoding by correlating a digital signal with a deviated digital signal according to various time corresponding to a possible mode in a time area, deciding the present mode according to the maximum position and size of the correlation value, and obtaining an information item related with rough time synchronization and a present symbol from an output signal.

SOLUTION: An input signal INP constituted of an I element and a Q element is multiplied by a frequency correlation signal FCORR generated from an oscillator NCO in a multiplier M, transformed into a frequency area in a fast Fourier transforming means FFT, and an output signal OU constituted of the I element and the Q element is formed. A mode is accurately identified, a sample window is almost accurately arranged, and coarse AFC is executed by a coarse AFC means CAFC. An intended continuous pilot signal CPIL of a present symbol in a data frame is extracted from an output signal from the FFT, and correlated in the CAFC according to defined layout.

COPYRIGHT: (C)1999, JPO&Japio

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **H04J 11/00** H04L 27/38 H04L 27/22


(6)

Current IPC-R	Invention	Version	Additional	Version
Advanced	H04L 27/38	20060101	H04H 20/72	20080101
	H04J 11/00	20060101		
	H04L 27/00	20060101		
	H04L 27/22	20060101		
	H04L 27/26	20060101		
	H04N 7/24	20060101		

Core	H04L 27/38	20060101	-	-
	H04J 11/00	20060101		
	H04L 27/00	20060101		
	H04L 27/22	20060101		
	H04L 27/26	20060101		
	H04N 7/24	20060101		
Subclass	-	-	-	-

ECLA



H04N000724A H04L002726M5C3 H04L002726M5C5 T04H002072

DWPI Manual Codes Expand DWPI Manual Codes**Legal Status****INPADOC Legal Status**

Get Family Legal Status

Family**Family** Expand INPADOC Family (11)**Claims**

No Claims exist for this Record

Description**Drawing Description** Expand Drawing Description**Description** Expand Description**Citations****Citation**

Citing Patents (0)

 Expand Cited Patents (7)

Cited Non-patents (0)

Other

No Other exists for this Record

Copyright 2007-2009 THOMSON REUTERS

JP11074863A Patent Images

Image 1 of 1

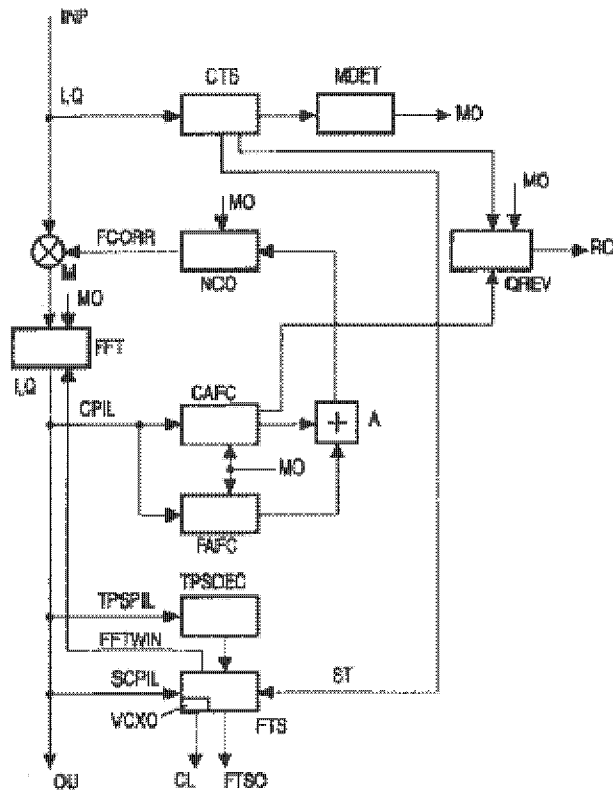


Fig.1

Print | Close

Patent Record View

Monday, October 26 2009

THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP11032027A METHOD, SYSTEM AND RECEIVER FOR DETERMINING SYMBOL TRANSMISSION FORMAT USED IN TRANSMISSION SYSTEM

Bibliography

DWPI Title

Transmission format detection system for digital signals using complex symbols comparing first and second occurrences of complex symbol groups, and obtaining correlation between such groups to determine format

Original Title

METHOD, SYSTEM AND RECEIVER FOR DETERMINING SYMBOL TRANSMISSION FORMAT USED IN TRANSMISSION SYSTEM

Assignee/Applicant

Standardized: KONINKL PHILIPS ELECTRONICS NV
Original: KONINKL PHILIPS ELECTRON NV

Inventor

GUEMAS PHILIPPE

Publication Date (Kind Code)

1999-02-02 (A)

Application Number / Date

JP1998141682A / 1998-05-22

Priority Number / Date / Country

FR19976466A / 1997-05-27 / FR
FR19976466A / 1997-05-27 / FR
JP1998141682A / 1998-05-22 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To recover a complex symbol which has been edited especially for an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) block, without the need for a reference signal and without knowing the transmission format in advance.

SOLUTION: The proposed method includes a step, where a 1st sequence of a complex symbol is stored by using an acquisition time window (AW), steps 311, 312 where a correlation between the 1st sequence of the complex symbol and a 2nd sequence of a complex symbol selected by using a correlation time window (CW) at other moment is determined, and steps 330, 340, 350, 380 where a transmission format is determined by retrieving a point at which the correlation between the 1st sequence of the complex symbol and the 2nd sequence of the complex symbol is maximized. The retrieval is conducted by synchronizing the acquisition window with the received signal and selecting the 1st production by the acquisition time window while the 2nd production by the correlation time window.

COPYRIGHT: (C)1999, JPO&Japio

Classes/Indexing

IPC


IPC Code(1-7) **H04J 11/00** H04L 27/38
(6)

Current IPC-R	Invention	Version	Additional	Version
Advanced	H04L 27/38	20060101	-	-
	H04J 11/00	20060101		
	H04L 27/00	20060101		
	H04L 27/26	20060101		

Core	H04L 27/38	20060101	-	-
	H04J 11/00	20060101		
	H04L 27/00	20060101		
	H04L 27/26	20060101		
Subclass	-	-	-	-

ECLA



H04L002700M H04L002726M5 H04L002726M5C5

DWPI Manual Codes Expand DWPI Manual Codes**Legal Status****INPADOC Legal Status**

Get Family Legal Status

Family**Family** Expand INPADOC Family (8)**Claims**

No Claims exist for this Record

Description**Drawing Description** Expand Drawing Description**Description** Expand Description**Citations****Citation**

Citing Patents (0)

 Expand Cited Patents (7)

Cited Non-patents (0)

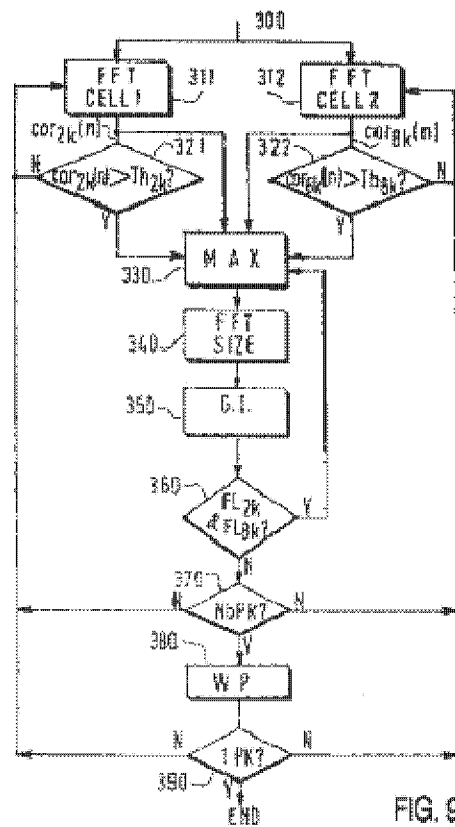
Other**Index Terms**

CABLE SATELLITE DIGITAL TV

Copyright 2007-2009 THOMSON REUTERS

JP11032027A Patent Images

Image 1 of 1



Print | Close

Patent Record View

Monday, October 26 2009

THOMSON INNOVATION

Patent/Publication: JP9307526A DIGITAL BROADCAST RECEIVER

Bibliography

DWPI Title

Digital broadcasting receiver that uses orthogonal frequency division multiplexing has FFT processor for converting orthogonal frequency division multiplexing signal expressed in time domain into demodulation data expressed in frequency domain

Original Title

DIGITAL BROADCAST RECEIVER

Assignee/Applicant

Standardized: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

Inventor

OKUBO TADATOSHI; TAURA KENICHI; TSUJISHITA MASAHIRO; OSUGA YOSHIHARU

Publication Date (Kind Code)

1997-11-28 (A)

Application Number / Date

JP1996123408A / 1996-05-17

Priority Number / Date / Country

JP1996123408A / 1996-05-17 / JP

Abstract

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To correct even a frequency deviation being an integer multiple of a carrier frequency interval by refraction the result of applying a specific product sum arithmetic operation to a frequency area complex data array.

SOLUTION: An OFDM digital broadcast signal is given to an antenna 1, a mixer 3 uses an oscillation signal from a voltage controlled oscillator 10 to convert the signal frequency into an intermediate frequency and the signal is demodulated into an in-phase and an orthogonal phase signal component by a quadrature demodulator 5, they are given to a FFT processing unit 7, in which they are processed into complex data in a frequency region and the result is outputted to a digital output terminal 9 via an error correction device 8. A phase correction device 13 applies phase correction processing to an array of frequency region complex data by suing complex data denoting a phase reference specified value and the result is fed to a product sum computing element 12. The product sum computing element 12 calculates products between elements apart by a same number before and after each concerned element and their total sun and gives the result of product sum operation to a detector 11. The detector 11 controls an oscillated frequency of a voltage controlled oscillator 10 so that a maximum value of the product sum operation appears at a prescribed element position of the phase reference specified value array.

COPYRIGHT: (C)1997, JPO&Japio

Classes/Indexing

IPC

IPC Code(1-7) **H04J 11/00** H04L 27/22


(6)

Current IPC-R	Invention	Version	Additional	Version
Advanced	H04L 27/22 H04H 1/00 H04J 11/00	20060101 20060101 20060101	-	-

	H04L 27/26	20060101		
Core	H04L 27/22	20060101	-	-
	H04H 1/00	20060101		
	H04J 11/00	20060101		
	H04L 27/26	20060101		
Subclass	-	-	-	-

ECLA



H04L002726M5C3

DWPI Manual Codes Expand DWPI Manual Codes**Legal Status****INPADOC Legal Status**

Get Family Legal Status

Family**Family** Expand INPADOC Family (6)**Claims**

No Claims exist for this Record

Description**Drawing Description** Expand Drawing Description**Description** Expand Description**Citations****Citation** Expand Citing Patents (4)

Cited Patents (0)

Cited Non-patents (0)

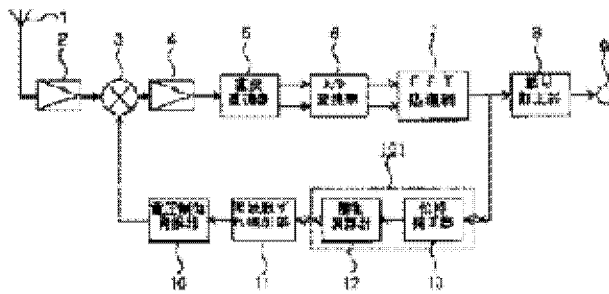
Other

No Other exists for this Record

Copyright 2007-2009 THOMSON REUTERS

JP9307526A Patent Images

Image 1 of 1



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-274756

(43)Date of publication of application : 18.10.1996

(51)Int.Cl.

H04L 1/00

H04B 7/26

H04L 5/00

(21)Application number : 07-097895

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 30.03.1995

(72)Inventor : WAKUTSU TAKASHI

OGURA KOJI

SERIZAWA MUTSUMI

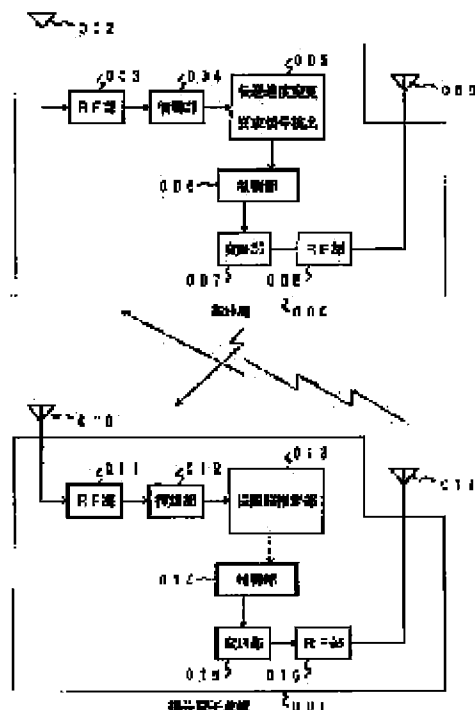
NAKAJIMA NOBUYASU

NOUJIN KATSUYA

SHIMIZU HIDEO

KAWAMURA SHINICHI

(54) RADIO COMMUNICATION SYSTEM



(57)Abstract:

PURPOSE: To secure the transmission quality of a down link and simplify the constitution of a portable electronic device.

CONSTITUTION: The transmission rate change request signal detection part 005 of a base station 000 extracts a signal requesting a change in the signal transmission rate (signal transmission rate of down link) at the time of the transmission of a signal from the base station 000 to the portable electronic device 001, and performs operation for changing the signal transmission rate of the down link. A modulation part 007 changes the signal transmission speed and outputs a modulated signal to the portable electronic device 001. A propagation path estimation part 013 estimates a propagation path between the base station 000 and portable electronic device 001 and outputs the estimation result to a control part 014. The control part 014

judges whether or not the signal transmission rate of the down link is changed from the output of the propagation path estimation part 013 and generates and outputs a change request signal to a modulation part 015 when the transmission rate is changed.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-274756

(43) 公開日 平成8年(1996)10月18日

(51) Int Cl ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 1/00			H 0 4 L 1/00	E
H 0 4 B 7/26			5/00	
H 0 4 L 5/00			H 0 4 B 7/26	M

審査請求 未請求 請求項の数 8 F D (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平7-97895

(22) 出願日 平成7年(1995)3月30日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 和久津 隆司

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 小倉 浩嗣

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 芹澤 睦

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦

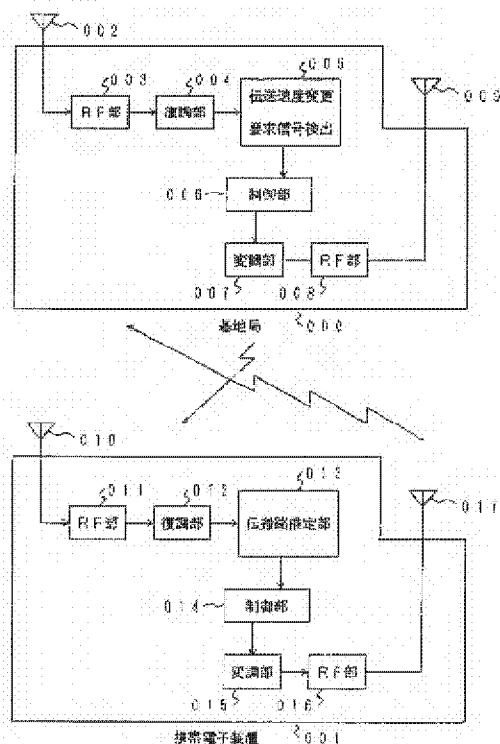
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システム

(57) 【要約】

【目的】ダウンリンクの伝送品質を確保し、かつ携帯電子装置の構成を簡素化する。

【構成】基地局000の伝送速度変更要求信号検出部005は、基地局000から携帯電子装置001に対して信号を送信する際の信号伝送速度（ダウンリンクの信号伝送速度）の変更を要求する信号を抽出し、ダウンリンクの信号伝送速度を変更する操作を行なう。変調部007は、信号伝送速度を変更し、携帯電子装置001に対して変調信号を出力する。伝搬路推定部013は、基地局000と携帯電子装置001間の伝搬路の推定を行ない、推定結果を制御部014に出力する。制御部014では、伝搬路推定部013の出力からダウンリンクの信号伝送速度を変更するか否かを判断し、伝送速度を変更する場合には、変更要求信号を作成し変調部015に出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線装置を備えた携帯電子装置と、この携帯電子装置に対して信号を送信するためにダウンリンク回線と前記携帯電子装置からの信号を受信するための前記ダウンリンク回線の信号伝送速度よりも低速な信号伝送速度のアップリンク回線とを介して前記電子携帯装置と無線通信を行なう基地局とからなる無線伝送システムを含む無線通信システムにおいて、前記基地局がダウンリンクの伝送速度を可変とする伝送速度可変手段を具備することを特徴とする無線通信システム。

【請求項2】 前記携帯電子装置は、前記基地局から前記携帯電子装置に対して伝送される無線信号をもとに、前記基地局との無線伝搬状況を推定する推定手段を具備し、前記基地局は、前記推定手段により得られた無線伝搬状況に基づいて、前記ダウンリンクの伝送速度を決定し、前記伝送速度可変手段により前記ダウンリンクの伝送速度を変化させることを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項3】 前記携帯電子装置は、前記基地局から前記携帯電子装置に対して伝送される無線信号をもとに、前記基地局との無線伝搬状況を推定する推定手段と、前記推定手段により得られた無線伝搬状況から前記ダウンリンクの伝送速度を決定する決定手段とを具備し、前記携帯電子装置から前記基地局に対して、ダウンリンクを前記決定手段によって決定された伝送速度に変化させる要求を無線信号により伝送することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項4】 前記基地局は、予め決められた期間毎に前記ダウンリンクの伝送速度を変化させ、前記携帯電子装置は前記伝送速度での受信が正しくなされているか否かの判定を行い、変化した伝送速度の中で受信可能な最大の伝送速度を前記基地局に対して通知し、前記ダウンリンクの伝送速度を決定することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項5】 前記ダウンリンクの伝送速度が、予め、前記基地局と前記携帯電子装置の間で離散的に決定されるもので、前記携帯電子装置は、前記基地局から前記携帯電子装置に対して伝送される無線信号の伝送誤り状況を検出する誤り検出手段と、前記誤り検出手段から得られる伝送誤り状況に応じて前記ダウンリンクの伝送速度を決定する手段を具備し、前記携帯電子装置は、決定した前記ダウンリンクの伝送速度に応じて、前記基地局に対して伝送速度を変更する要求を行なうことを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項6】 前記基地局は、伝送路推定用の既知信号を、前記携帯電子装置に対する無線信号に定期的に挿入

することを特徴とする請求項1記載の無線通信システム。

【請求項7】 無線装置を備えた携帯電子装置と、この携帯電子装置に対して信号を送信するためにダウンリンク回線と前記携帯電子装置からの信号を受信するための前記ダウンリンク回線の信号伝送速度よりも低速な信号伝送速度のアップリンク回線とを介して前記電子携帯装置と無線通信を行なう基地局とからなる無線伝送システムを含む無線通信システムにおいて、

10 前記基地局は、携帯電子装置に伝送する情報信号の誤りを訂正するための冗長信号が付加された符号を用いて符号化する誤り訂正符号化装置を含み、

前記携帯電子装置は、基地局より伝送された無線信号を符号化列に変換する受信装置と、

前記受信装置によって得られた符号化列を復号し、誤り訂正を行う誤り訂正復号装置と、

前記受信装置によって得られた符号化列の冗長信号を取り除いて情報信号を出力する冗長性去除装置と、

20 前記受信装置が受信した無線信号が伝送された伝送路の伝送品質を推定する伝送品質推定装置と、

前記伝送品質推定装置により推定された伝送品質が基準品質より劣ると判定される場合には前記記号列を前記誤り訂正復号装置で処理し、前記伝送品質が基準品質を満たすと判定される場合には前記冗長性除去装置で処理するように切り替える切り換え手段とから構成された誤り訂正装置を具備したことを特徴とする無線通信システム。

【請求項8】 無線装置を備えた携帯電子装置と、この携帯電子装置に対して信号を送信するためにダウンリンク回線と前記携帯電子装置からの信号を受信するための前記ダウンリンク回線の信号伝送速度よりも低速な信号伝送速度のアップリンク回線とを介して前記電子携帯装置と無線通信を行なう基地局とからなる無線伝送システムを含む無線通信システムにおいて、

前記基地局は、前記携帯電子装置に伝送する無線信号を誤り訂正符号化する誤り訂正符号化装置を有し、

前記携帯電子装置は、誤り訂正符号化された無線信号を誤り訂正復号する誤り訂正復号装置と、無線信号が伝送された伝送路の伝送路品質を推定する伝送路品質推定装置とを有し、

40 前記携帯電子装置の前記伝送品質推定装置により伝送品質が基準品質より劣ると判定された場合には、前記誤り訂正符号化装置による誤り訂正符号化した無線信号の伝送を行なって前記誤り訂正復号装置によって復号化を行ない、伝送品質が基準品質を満たすと判定された場合には誤り訂正符号化を行わず前記誤り訂正復号装置を停止することを特徴とする通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50 【産業上の利用分野】この発明は、携帯電子装置が基地

局に信号を送信するアップリンク伝送速度よりも、前記基地局が前記携帯電子装置に信号を送信するダウンリンク伝送速度の方が高速な、アップリンク伝送速度とダウンリンク伝送速度が非対称な無線通信システムに係り、アップリンクよりもダウンリンクの方を高速にして、携帯電子装置からの少量の情報伝送要求で、多量の情報基地局から携帯電子装置に伝送するようにした無線通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】無線通信において、可変伝送速度を特徴とした伝送方式の従来例として、信学技報RCS94-64(1994-09)、pp.31-36の“シンボルレート・変調多値数可変適応変調方式の伝送特性解析”が挙げられる。上記文献では、伝送品質を一定に保つという拘束条件のもとに、変調多値数やシンボルレートを伝送路状況に応じて変化させる方式が開示されている。多重方式をTDMA/TDDとしているため、基地局から携帯電子装置に出力された無線信号と、携帯電子装置から基地局に出力された無線信号は、同一の伝送路変動を受ける。この可逆性を利用して基地局の伝送路状況推定部において瞬時C/Nを求め、伝送路推定を行なう。この方式では、多重方式がTDMA/TDDであるために、基地局において伝送路推定が可能となっている。逆に言えば多重方式を限定しているために適用可能なシステムは限られてしまう。

【0003】図33に上記文献における選定可能な伝送速度の種類を示す。多値数の変化は、QPSK、16QAM、64QAM、256QAMである。また、シンボルレートの変化は、8ksymbol/s、16ksymbol/s、32ksymbol/s、64ksymbol/sである。このように従来、無線によって伝送を行なうシステムの信号伝送速度は、高々数十ksymbol/sであり、占有する周波数帯域も数十kHz程度である。

【0004】伝送路歪は、マルチパスやフェージングにより発生する。マルチパスは、基地局と携帯電子装置の間の伝搬経路が、直接到達する成分ばかりではなく、建築物により多重伝搬した成分が加わるために起こる。多重伝搬による遅延波成分は、信号伝送速度の変化に対して無関係に一定の値で発生する。従って、マルチパスによる伝送路歪の影響は、信号伝送速度が高速になるにつれて厳しくなる。また、マルチパス環境下で高速の伝送を行なおうとした場合、通常、非常に複雑で大規模な適応等化回路を用いる必要がある。

【0005】ところで、高い伝送品質を確保して情報通信の信頼性を高める方式としては、誤り訂正符号を用いた方式がある。誤り訂正符号を用いた通信では、情報送信側で符号化装置によって符号化された信号を、受信側の復号装置によって復号する。誤り訂正符号を用いた通信の例としては衛星通信がある。衛星通信では、衛星自

体が消費する電力を抑えるために、誤り訂正技術を用いている。また、様々な応用に用いるための多様な誤り訂正符号が開発されている。

【0006】衛星通信のように、送信側(衛星)では消費電力を抑える必要があり、地上にある受信側(基地局)では事実上、電力に関する制約はないような、明らかにパワー差がある場合には、電力消費量が少なくなるように符号化装置が簡単な構成になっていて、復号装置は電力消費量が多くなるとしても複雑でも問題はなかった。

【0007】また、通常では、誤り訂正符号を用いた情報通信は、復号処理に手間がかかる。原理的に考えると復号処理とは、可能な全ての受信符号とこれに対応する情報記号を並べた膨大な表があって、この表を参照しながら受信符号を訂正していく操作である。実際には、表を持っている構造を利用して、(表をひくよりは)効率的に復号処理ができるようになっている。誤り訂正能力を高めるためには符号長を長くする必要があるが、符号長を長くすると処理装置の複雑化と消費電力の増大をまねく。さらには、高速処理を行う場合には、複数の誤り訂正装置を使ってパイプライン処理を行わなければならないが、これは同じ構造の誤り訂正装置をいくつも用意しておくということを意味しており、さらに消費電力が大きくなる。

【0008】従来の誤り訂正装置を用いた通信システムでは、伝送路の品質に係わらず、誤り訂正復号装置を常時動作させて誤り訂正符号を用いた情報通信を行なっている。すなわち、伝送路品質が良く、誤り訂正が必要ないとしても動作していることを意味し、多くの電力を消費する装置を無駄に動作させていたことになる。ところで、近年では「いつでもどこでも誰とでも通信できる」携帯電子装置を使用した移動通信の要求が高まっている。さらには「何でも通信できる」マルチメディア型通信も注目をあびている。つまり、従来では携帯電子装置を用いた場合、主に音声のみの通信であったが、近年では音声以外にも文字情報、画像情報、動画情報等のさまざまな形態の情報通信が行われるようになり、通信の信頼性に対する要求が高まってきている。さらには、「いつでもどこでも誰とでも」と「何でも」を融合したマルチメディア型移動通信も考えることができ、通信の信頼性に対する要求はさらに高まると考えることができる。

【0009】マルチメディア型移動通信の携帯電子装置における信頼性の問題は、前述した衛星通信と逆の状況が生じる。つまり、通信の信頼性を高めるために誤り訂正符号を用いた通信を行う点では同じであるが、消費できるパワーの関係が逆転する。携帯電子装置は、小型軽量化のために消費できる電力に制約があり、誤り訂正のために多大なパワーを消費するわけにはいかない。この場合、送信局は基地局であり、携帯電子装置に比べて、消費電力に関する制約は少ない。

【0010】つまり、より電力に関する制限の厳しい状況でさらに通信の信頼性に対する要求は高まっている。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】このように従来の無線通信では、固定の伝送速度で無線基地局から携帯電子装置へのダウンリンクを構成し、例えば150Mbps程度の高速な伝送を行なおうとすると、マルチパスの存在する場所では全く通信が行なえないという問題があった。さらに、マルチパスを考慮して回線設計を行なうと低速のリンクしか実現できず、マルチパスの存在しない場所でも低速の伝送しか行なうことができなかった。また、マルチパス環境下で高速の伝送を行なおうとした場合、非常に複雑で大規模な適応等化回路を用いることになり、端末（携帯電子装置）の小型化、低消費電力の障害となっていた。

【0012】また、誤り訂正符号を用いて情報通信を行なうマルチメディア型移動通信の携帯電子装置では、消費電力に関する制約が大きいのにも係わらず、信頼性に対する要求が高いという問題があった。従って、高い信頼性を確保した上で、携帯電子装置の消費電力を低減することが可能な無線通信システムが要求されていた。

【0013】本発明は前記のような事情を考慮してなされたもので、その目的とするところは、基地局から携帯電子装置に伝送する信号において発生する誤りを減少させ、マルチパスの有無にかかわらずダウンリンクにおける高い伝送品質を確保しつつ全体の伝送効率を向上させ、さらに携帯電子装置の構成を簡易にすることが可能な無線通信システムを提供することである。

【0014】また本発明の目的は、誤り訂正符号を用いて高い伝送品質を確保しつつ、消費電力を低減して簡易な携帯電子装置の構成を可能とし、また全体の伝送効率を向上させることが可能な無線通信システムを提供することである。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記の問題を解決するため、本発明における無線通信システムでは、ダウンリンクの伝送速度とアップリンクの伝送速度が非対称な無線通信システムにおいて、ダウンリンクの伝送速度を独立に可変とすることを特徴としている。

【0016】また、従来行なわれている可変伝送速度の無線通信システムでは、多重方式がTDMA/TDDであるために、基地局から携帯電子装置への通信と、携帯電子装置から基地局への通信のどちらの方向からでも、基地局から携帯電子装置との間の無線伝搬特性は、ほぼ等価な特性を示すと想定される。しかしながら、前提となるシステムが伝送速度が非対称な無線通信システムの場合には、基地局と携帯電子装置の間の無線伝搬特性は、可逆ではなく、そのために基地局において伝送路推定をすることは出来ない。この様に、従来例の基地局が伝送速度を決定する方式では、可変伝送速度を実現する

ことは出来ない。

【0017】そこで本発明では、携帯電子装置が、基地局との無線伝搬状況を推定する手段を持ち、その推定手段により得られた無線伝搬状況を基地局に無線信号により伝送し、基地局においてダウンリンクの伝送速度を変化させることを特徴としている。

【0018】また、携帯電子装置が、基地局との無線伝搬状況を推定する手段と、前記手段により得られた無線伝搬状況からダウンリンクの伝送速度を決定する手段を持ち、携帯電子装置が基地局に対して、ダウンリンクの伝送速度を変化させる要求を無線信号により伝送することを特徴としている。

【0019】ダウンリンクの伝送速度を変化させる際の指標として、基地局から携帯電子装置への電波伝搬状況を用いるためには、携帯電子装置に伝送路推定を行ない、得られた結果から最大の伝送速度を決定する回路を設ける必要がある。しかしながら、携帯電子装置の構成は、上述したように簡易であることが必要となる。

【0020】この相反する要求を満たすために本発明では、基地局が、予め決められた期間毎にダウンリンクの伝送速度を変化させ、携帯電子装置が受信可能な最大の伝送速度を前記基地局に対して無線信号により申告し、前記ダウンリンクの伝送速度を決定することを特徴としている。

【0021】また、予め決められた期間毎にダウンリンクの伝送速度を変化させる変化方法が、高速な伝送速度から順次低速な伝送速度に変化させることを特徴としている。

【0022】さらに、伝送速度が非対称な無線通信システムでは、基地局から携帯電子装置に伝送可能な信号伝送量よりも、携帯電子装置から基地局への信号伝送量の方が少ない。そのために、アップリンクの伝送量は、出来る限り少ないことが望まれる。

【0023】そこで本発明では、ダウンリンクの伝送速度が予め、前記基地局と前記携帯電子装置間で離散的に決定されている無線通信システムにおいて、前記携帯電子装置が、前記基地局から前記携帯電子装置に対して無線で伝送される信号に誤りを検出する手段と、前記手段から得られる伝送誤り状況に応じて前記ダウンリンクの伝送速度を決定する手段を具備し、前記携帯電子装置は、前記基地局に対して伝送速度を一段階上げるあるいは一段階下げる要求を行なうことを特徴としている。

【0024】チャネルの有効利用の観点から携帯電子装置において、受信が不可能となる無駄な通信は存在しないことが望ましい。シャドウィングなどにより伝送路特性が変動し、伝送品質が劣化した場合、基地局と携帯電子装置は、通信品質を改善しようと、ダウンリンクの信号伝送速度を遅くするように設定を行なう。最低の伝送速度で通信を行なっても通信品質を確保できない場合には、伝送速度を遅くする操作は、無駄になってしまう。

【0025】そこで本発明では、前記ダウンリンクの伝送速度が予め、前記基地局と前記携帯電子装置の間で決定されている無線通信システムにおいて、ダウンリンクの伝送速度が前記予め決められている信号伝送速度の最も低速のものである時に、前記携帯電子装置がダウンリンクの伝送速度をさらに低速にするように要求を出した場合には、前記基地局から前記携帯電子装置への通信を遮断することを特徴とする。

【0026】伝送速度が非対称な通信システムでは、ダウンリンクの伝送速度が高速であるため、基地局から携

帯電子装置に対しての伝送容量は、アップリンクに比べて大きい。そのために、伝送路推定用の既知信号を頻繁に挿入することが可能である。

【0027】そこで本発明では、前記基地局装置が、伝送路推定用の既知信号を、前記基地局から前記携帯電子装置への通信に定期的に挿入することを特徴としている。

【0028】また、前述したように従来の可変伝送速度の通信方式では、アクセス方式としてTDMA/TDDを想定している。そのために、伝送路状況に応じて信号

の伝送速度を変化させた場合には、アップリンクの伝送速度とダウンリンクの伝送速度を同時に変化させている。また、基地局において伝送路推定が可能であるために、基地局が伝送速度の変更を通知するだけで、伝送速度を変更することが可能であった。しかしながら、基地局において伝送路推定が不可能な場合には、基地局単独で伝送速度を決定することは出来ない。

【0029】そこで本発明では、前記推定手段により得られた無線伝搬状況をもとに、前記基地局または、前記携帯電子装置が前記ダウンリンクの伝送速度を変化させる決定を行ない、前記ダウンリンク及び前記アップリンクに用意された制御チャネルを用いて前記基地局と前記携帯電子装置が、信号伝送速度を変化させるタイミ

ングを決定することを特徴としている。

【0030】また、無線装置を備えた携帯電子装置と、前記携帯電子装置からの無線信号を受信すると共に前記携帯電子装置に情報を無線信号により伝送する基地局とから構成され、前記基地局が前記携帯電子装置に対して信号を送信するダウンリンク伝送速度が、前記携帯電子装置が前記基地局に対して信号を送信するアップ

リンク伝送速度よりも高速な無線通信システムにおいて、前記基地局は、前記携帯電子装置に伝送する無線信号を誤り訂正符号化する誤り訂正符号化装置を有し、前記携帯電子装置は、誤り訂正符号化された無線信号を誤り訂正復号する誤り訂正復号装置と、無線信号が伝送された伝送路の伝送路品質を推定する伝送路品質推定装置とを有し、前記携帯電子装置の前記伝送品質推定装置により伝送品質が基準品質より劣ると判定された場合には、前記誤り訂正符号化装置による誤り訂正符号化した無線信号の伝送を行なって前記誤り訂正復号装置によって復号化を行ない、伝送品質が基準品質を満たすと判定された場合には誤り訂正符号化を行わず前記誤り訂正復号装置を停止することを特徴とする。

【0031】また、誤り訂正装置は、伝送品質推定装置による伝送品質の推定以外にも、前記記号列の処理の選択、即ち前記誤り訂正装置と前記冗長性除去装置の選択を外部装置から制御できることを特徴とする。

【0032】また、前記記号列に誤りが含まれていることを検出できる誤り検出装置を有し、伝送品質推定装置が冗長性除去装置を選択している場合でも、前記誤り検出装置で誤りを検出することを特徴とする誤り訂正装置である。

【0033】また、伝送されてくる情報にはいくつかの形態があり、前記情報は複数の誤り訂正符号の中から情報の形態に応じて最も適する誤り訂正符号化されているのであって、前記誤り訂正符号に対応する複数の復号装置を有し、前記情報の形態に応じて、前記復号装置の中から復号装置を選択することを特徴とする誤り訂正装置である。

【0034】さらに、無線装置を備えた携帯電子装置と、前記携帯電子装置からの無線信号を受信すると共に前記携帯電子装置に情報を無線信号により伝送する基地局とから構成され、前記基地局が前記携帯電子装置に対して信号を送信するダウンリンク伝送速度が、前記携帯電子装置が前記基地局に対して信号を送信するアップリンク伝送速度よりも高速な無線通信システムにおいて、前記基地局は、前記携帯電子装置に伝送する無線信号を誤り訂正符号化する誤り訂正符号化装置を有し、前記携帯電子装置は、誤り訂正符号化された無線信号を誤り訂正復号する誤り訂正復号装置と、無線信号が伝送された伝送路の伝送路品質を推定する伝送路品質推定装置とを有し、前記携帯電子装置の前記伝送品質推定装置により伝送品質が基準品質より劣ると判定された場合には、前記誤り訂正符号化装置による誤り訂正符号化した無線信号の伝送を行なって前記誤り訂正復号装置によって復号化を行ない、伝送品質が基準品質を満たすと判定された場合には誤り訂正符号化を行わず前記誤り訂正復号装置を停止することを特徴とする。

【0035】また、誤り訂正を用いた無線通信システムは、前記伝送品質が基準品質を満たすと判定される場合には、誤り訂正装置を停止すると共に、誤り訂正符号化を行う送信局へ誤り訂正装置の不使用を通知し、送信局側で誤り訂正符号化を行わないで、情報を埋め込むことで、伝送レートをあげることを特徴とする。

【0036】また、送信局は異なる誤り訂正符号を処理する複数の誤り訂正符号化装置を有し、受信局は送信局

の持つ複数の誤り訂正符号化装置と対応する複数の誤り訂正復号装置を有し、受信局は前記伝送品質推定装置により伝送品質を推定し、伝送品質に応じて、前記複数の誤り訂正復号装置で最も適した誤り訂正復号装置を選択し、どの誤り訂正復号装置を使用するかを送信局に対して通知し、送信局側では受信局側が使用する誤り訂正復号装置に対応する誤り訂正符号を使用することを決定し、使用する誤り訂正符号化装置を変更し、誤り訂正符号化装置を変更した旨を受信局側に通知し、通知を受けた受信局側では、誤り訂正復号装置を変更することを特徴とする無線通信システムである。

【0037】また、受信局は前記伝送品質推定装置による伝送品質の推定を送信局に通知し、使用する誤り訂正符号の選択を送信局側が行うことを特徴とする誤り訂正装置を用いた通信システムである。

【0038】

【作用】本発明によって、伝送速度が非対称な無線伝送システムにおいて、基地局から携帯電子装置への無線伝搬状況下で最速の信号伝送速度に設定することが可能になり、総合的な伝送容量（スループット）を向上することが出来る。

【0039】本発明の原理を、基地局から携帯電子装置への伝送路で変動するマルチパス歪が存在する例を元に説明する。本無線通信システムでは、ダウンリンクの伝送速度を高速にするため、マルチパス環境下では伝送信号に誤りが多く発生する。携帯電子装置では、基地局から無線で伝送される信号を元に、基地局から携帯電子装置への無線伝搬状況を推定し、推定した結果から携帯電子装置もしくは、基地局において、伝送可能な最速の伝送速度を決定する。携帯電子装置は、基地局と携帯電子装置間の伝搬状況が悪い場合に信号伝送速度を下げるように要求する。伝送速度を下げると単位時間内に伝送可能な信号伝送量は低減するが、伝送信号の誤りは減少する。

【0040】さらに、無線伝搬状況が悪い場合には、符号誤りを補償するためにARQが行なわれる。つまり、多くの符号誤りによってARQが頻繁に行なわれる。このことからスループットが減少する。本発明では、信号伝送速度を低下させ、耐雑音特性を改善する事によって符号誤りの発生を減らす事が可能となる。前述したように、信号伝送速度を低下させる事によって、情報伝送量自体が減少するが、符号誤りが減少する事によるARQ発生の減少によって総合的な伝送容量は向上する。

【0041】逆にマルチパス歪みによる影響が少ない場合には、固定の伝送速度のままでは、十分なパフォーマンスが得られない。これは、より高い伝送速度で伝送できるにもかかわらず、固定の低速な信号伝送速度で伝送するためである。本発明では、携帯電子装置において無線伝搬状況を観測し、更に信号伝送速度を上げることが可能であると判断した場合には、基地局に対して信号伝

送速度を上げるように要求を行なう。この要求信号を受けて基地局では、ダウンリンクの信号伝送速度を上げる処理を行なう。以上の方法によって、その伝送路状況に応じた最大レートを伝送することが可能となり、トータルの伝送速度は上げることができる。

【0042】さらに、携帯電子装置と基地局の伝送速度の変更に関する通信によってダウンリンクの伝送速度を変更するため、基地局側で伝送路推定を行なうことが不可能なTDMA/TDD以外のアクセス方式においても、可変伝送速度を実現でき、総合的なスループットは、向上する。

【0043】さらに、予め決められたダウンリンクの伝送速度を時間的に変化させるので、携帯電子装置で最適な信号伝送速度を容易に求められ、これにより携帯電子装置回路構成を簡素化できる。

【0044】また、基地局と携帯電子装置との間で信号伝送速度を変化させることや切り替えタイミングを制御チャンネルにより決定することによって、アップリンクの伝送速度のみもしくは、ダウンリンクの伝送速度のみを変化させることが可能となる。

【0045】さらに、高い伝送品質を確保して情報通信の信頼性を高めるために、誤り訂正符号を用いた通信を行なう無線通信システムでは以下のような作用がある。

【0046】伝送品質が良い状況では、必ずしも誤り訂正は必要でないため、電力消費という点で高くつく誤り訂正装置を動作させないことで、消費電力が低減される。

【0047】また、伝送品質推定装置以外からも誤り訂正復号装置と冗長性除去装置の選択を制御できるようにする。例えば、端末の蓄積している電力の残りが少なくなってきたので、誤りを多少許容してもよいから、情報を最後まで入手したい場合には、誤り訂正装置を動作させないことを利用者が強制的に選択することができる。

【0048】また、消費電力低減のために誤り訂正装置が動作させていない場合に誤りが起こったときでも、誤り検出装置により誤りの存在を検出することで、再送等の手段で誤りを訂正することも可能になるため、高い信頼性については保証される。誤り検出装置は、一般に誤り訂正装置より回路規模も小さく消費電力の少ないので、誤り訂正装置を常時動作させている場合と比べて、消費電力を減らすことが可能となる。

【0049】また、情報の形態に応じて最も適する誤り訂正復号装置を、複数用意された中から選ぶことが可能とすることで、効率的な通信を行うことができる。

【0050】また、伝送品質が悪いときには誤り訂正を行うので、信頼性の高い伝送を行うことができ、伝送品質が良い時には誤り訂正を行わないので電力消費は抑えられ、さらには、誤り訂正を行う場合と比べて伝送レートをあげることが可能となる。

【0051】また、誤り訂正符号の冗長部分に情報を埋

め込むので、見かけ上符号語の長さは変化しないので装置が簡単になるという特徴もある。

【0052】また、複数の誤り訂正符号の中からもっとも適する符号を、伝送品質に応じて選択できるので、電力の消費を抑えることができ、通信の効率をあげることができる。

【0053】また、伝送品質の推定は受信局側が行うが、推定結果をもとに、どのような動作を行うかを送信局側が決定するので、決定に必要となる回路、電力等を受信側が持つ必要がなく、回路規模、消費電力等の節約になる。さらには、決定を行う際に送信局側では、受信局側の報告だけでなく、他の様々な情報を利用することができる。例えば、電波のように受信局の位置と伝送品質に相関がある場合には、送信局側では、位置と伝送品質に関するデータベースを作って置くことにより伝送品質に関する推定の精度をより高めることができる。

【0054】

【実施例】以下、図面を参照して本発明の実施例を説明する。図1は本発明による無線通信システムを用いたデータ通信システムの構成を示す図である。本発明による無線通信システムは、無線装置を備えた携帯電子装置と、携帯電子装置からの無線信号を受信すると共に携帯電子装置に情報を無線信号により伝送する基地局とにより構成されている。

【0055】基地局と携帯電子装置との間で無線通信を行なう無線伝送システムは、信号伝送速度が非対称、すなわち基地局12が携帯電子装置に対して信号を伝送するダウンリンク伝送速度が、携帯電子装置10から基地局12に対して信号を伝送するアップリンク伝送速度よりも高速なSDL(Super high speed DownLink)システムである。ここでは、ダウンリンク伝送が狭域であり(広域のダウンリンクがあっても良い)、アップリンク伝送が広域となっている。

【0056】例えば、基地局は、ダウンリンク伝送に高帯域信号を用いて、画像を含む通信や、音声、ファイル編集、情報配布、広報、放送等のサービス(マルチメディアサービス)を携帯電子装置に対して提供する。携帯電子装置は、アップリンク伝送に狭帯域信号を用いて、ダウンリンクを制御する情報や、チャネルの選択、マルチメディアの場合はメディアを選択する制御信号、音声データ等を基地局に伝送する。

【0057】基地局がカバーする(携帯電子装置との間で通信が可能な)エリアに、複数の携帯電子装置が存在する場合には、可能な範囲で、それぞれの携帯電子装置に対してアップリンクとダウンリンクの回線を確立する。

【0058】基地局は、例えばネットワークと接続されており、携帯電子装置からの要求等に応じて、ネットワークを介して前述したようなサービスを取得して携帯電子装置に提供する。ネットワークには、図1に示すよう

に、複数の基地局の他に、データベースシステム、各種制御システムの他、端末(図示せず)等が接続されており、相互に情報の送受信が可能となっている。携帯電子装置は、基地局との間の無線伝送システムを用いて、ネットワークを介した各種情報サービスを利用することができる。

【0059】SDLシステムでは、携帯電子装置に対して、任意の地点から任意の情報を提供するマルチメディアサービスを実現するためには、基地局から携帯電子装置に対して大量のデータを転送可能である必要がある。そのために、ダウンリンクの伝送速度は、可能な限り高速なことが望まれる。また、携帯電子装置は、出来る限り小型であることが望まれる。携帯電子装置の小型化は、携帯電子装置から基地局への信号伝送速度を犠牲にすることによって実現している。

【0060】高速なダウンリンクを使用し、様々な情報を基地局から携帯電子装置に提供するマルチメディア無線通信システムにおいて、TDD方式の採用を考える。基地局と移動局の距離は任意であり、そのためにTDD方式の上り回線には、移動局からの送信や、他の移動局からの送信が基地局からの送信と衝突しないようにする目的で、ガードタイムと呼ばれる時間的に空白の区間を設ける。

【0061】このようなマルチメディア無線通信システムは、非常に高速な回線を想定している。このガードタイムによる時間は、情報信号を伝送可能な時間が減少する事を意味し、トータルの伝送速度を低下させる原因となる。また、TDD方式を用いた場合、基地局と携帯電子装置とが、同一の周波数帯域、信号伝送速度を用いる必要がある。しかし、この制約は、携帯電子装置の送信機に多大な負担をかけ、携帯電子装置を構成する携帯電子装置の小型化、低消費電力化の実現を困難にする。

【0062】また、SDLシステムにおいては、ダウンリンクの伝送速度がアップリンクの伝送速度よりも高速であるために、多重方式としてTDMA/TDDを採用することが困難である。従って、従来方式のようにTDDの特性を生かし、無線基地局が直接的に基地局と携帯電子装置間に伝送路を推定することは出来ないということになる。携帯電子装置には、構成が出来る限り簡易なことが要求されるが、伝送路推定を基地局で行えないということは、この簡素化の要求を阻害する要因となっている。

【0063】SDLシステムのような伝送速度が非対称な無線通信方式では、基地局が携帯電子装置に対して信号を伝送するダウンリンク伝送速度が、前記携帯電子装置が基地局に対して信号を伝送するアップリンク伝送速度よりも高速であるために、基地局から携帯電子装置に対して伝送する信号には誤りが発生しやすくなるという問題点を有している。

【0064】しかし、従来行なわれてきた数十k s y m

10

20

30

40

50

10 b o l / s 程度の伝送速度では問題にならなかった。また、マルチパスによる伝送路歪の影響も、ダウンリンクが高速にしたがって顕著に現れ、ダウンリンクの伝送品質を阻害する要因となる。伝送速度が非対称な無線通信システムによりマルチメディアサービスを行なう場合には、ダウンリンクの伝送速度が最大で、数百 M s y m b o l / s 程度になることも想定され、このことから、伝送路歪みによる誤りを補償する手段が必要である。

【0065】従来行われている可変伝送速度の無線通信方式では、アップリンクとダウンリンクの伝送速度は同程度で、多重方式が TDMA / TDD であるために、基地局から携帯電子装置への通信と、携帯電子装置から基地局への通信のどちらの方向からでも、基地局から携帯電子装置との間の無線伝搬特性は、ほぼ等価な特性を示す。しかしながら、前提となるシステムが伝送速度の非対称な無線通信方式である場合には、基地局と携帯電子装置の間の無線伝搬特性は、可逆ではなく、そのために基地局において伝送路推定をすることは出来ない。このように、SDL システムのような 1 桁以上伝送速度が異なる非対称な無線通信方式への従来方式の適用は困難であ

った。

【0066】以下、これらの問題を解決する具体的な構成について説明する。

【0067】まず、発明の第 1 実施例に係る無線通信システムを図 2 に従い説明する。第 1 実施例の無線通信システムは、ダウンリンクの伝送速度を可変とすることができる。図 2 は第 1 実施例における無線通信システムの、基地局 000 と携帯電子装置 001 の構成を示すブロック図である。

【0068】なお、図 2 では 1 つの基地局 000 と 1 つの携帯電子装置 001 が示されているが、基地局と携帯電子装置の 1 対 1 の通信以外に、1 つの基地局に対して携帯電子装置が多数存在する場合、1 つの携帯電子装置に対して複数の基地局が存在する場合、複数の基地局と複数の携帯電子装置が存在する場合が考えられる。何れの場合も同様の構成をとるので、ここでは、説明を簡単にするため 1 つの基地局 000 に対して 1 つの携帯電子装置 001 が多数存在する場合を例にして説明する。

【0069】基地局 000 は、アンテナ 002、009、RF 部 003、008、復調部 004、伝送速度変更要求信号検出部 005、制御部 006、変調部 007 によって構成されている。また、携帯電子装置 001 は、アンテナ 010、017、RF 部 011、016、復調部 012、伝搬路推定部 013、制御部 014、変調部 015 によって構成されている。

【0070】基地局 000 では、携帯電子装置 001 からの信号がアンテナ 002 で受信され、RF 部 003 で増幅された後に、復調部 004 で復調される。伝送速度変更要求信号検出部 005 は、復調部 004 の出力信号から、基地局 000 から携帯電子装置 001 に対して信

号を送信する際の信号伝送速度（ダウンリンクの信号伝送速度）の変更を要求する信号を抽出し、制御部 006 に出力する。ダウンリンクの信号伝送速度の変更を要求する信号は、携帯電子装置 001 から送信される。制御部 006 は、伝送速度変更要求信号検出部 005 の出力に応じて、ダウンリンクの信号伝送速度を変更する操作を行なう。変調部 007 は、制御部 006 の出力によって信号伝送速度を変更し、携帯電子装置 001 に対して変調信号を出力する。RF 部 008 では、変調部 007 からの出力である変調信号を増幅し、アンテナ 009 から送信する。

【0071】携帯電子装置 001 では、基地局 000 から送信された信号がアンテナ 010 で受信され、RF 部 011 で増幅された後に、復調部 012 で復調される。さらに、復調部 012 の出力から伝搬路推定部 013 は、基地局 000 と携帯電子装置 001 間の伝搬路の推定を行ない、推定結果を制御部 014 に出力する。制御部 014 では、伝搬路推定部 013 の出力からダウンリンクの信号伝送速度を変更するか否かを判断し、伝送速度を変更する場合には、変更要求信号を作成し変調部 015 に出力する。変調部 015 の出力である変調波は、RF 部 016 で増幅され、アンテナ 017 から送信される。

【0072】以上の構成によって、基地局 000 から携帯電子装置 001 に対するダウンリンクの信号伝送速度を変更することができる。

【0073】次に、本発明の第 2 実施例に係る無線通信システムについて図 3 に従い説明する。図 3 は、基地局と携帯電子装置から構成される無線通信システムにおいて、基地局からのダウンリンクの伝送速度を決めるための携帯電子装置 10 側の構成を示すものである。第 2 実施例では、ダウンリンクの伝送速度の決定を基地局側で行なう。

【0074】携帯電子装置 10 は、基地局（図示せず）から携帯電子装置へ送信された無線信号を受信する受信アンテナ 11、無線信号を選択して RF 増幅する受信 RF 部 12、RF 信号をベースバンド信号に変換するための局発振器である可変周波数発振器 13、受信 RF 部 12 の出力と可変周波数発振器 13 の出力を混合するミキサ 14、ミキサ 14 による混合後の不要イメージを除去するためのローパスフィルタ 15、ローパスフィルタ 15 の出力をデータ信号に復調するモデムの働きをする復調部 16、復調部 16 によって復調されたデータ信号から既知信号部分を抽出し、既知信号部分を取り出す既知信号検出部 17、既知信号検出部 17 の出力と既知信号との相関をとることにより伝送路情報を得る相関器 18、相関器 18 の出力をバッファリングするメモリ 19、基地局に対する伝送路推定データを作成する伝送路推定データ作成部 20、相関器 18 とメモリ 19 と伝送路推定データ作成部 20 とを制御する制御部 21、伝送

路推定データ作成部20の出力をベースバンド信号に変換する変調部22、変調部22の出力を帯域制限し波形整形するためのローパスフィルタ23、RFにアップコンバートするための局部発振器である可変周波数発振器24、ローパスフィルタ23の出力と可変周波数発振器24の出力を混合するミキサ25、混合後の不要イメージを除去し、RF信号を出力レベルまで増幅する送信RF部26、送信RF部26による増幅で得られた無線信号を基地局に対して放射する送信アンテナ27から構成される。

【0075】携帯電子装置10において、復調部16によって復調されたデータ信号に対し、既知信号検出部17は、データ信号に含まれている既知信号のタイミングを検出し制御部21に通知する。既知信号タイミングが通知された制御部21は、相関器18、メモリ19を動作させる。また、既知信号検出部17では、既知信号タイミングの検出と同時に、復調したデータ信号から既知信号部分を取り出す。相関器18では、復調された既知信号部分と携帯電子装置10で持っているリファレンスとなる既知信号の相関をとり、結果をメモリ19に出力する。相関出力は、伝送路状況により変化するの、この相関器18の出力から最適なダウンリンクの伝送速度を決定する動作は、図示されていない基地局によって行なう。携帯電子装置10は基地局に対して、基地局が伝送速度を決定するための情報として、メモリ19に保持された相関出力を送信している。

【0076】以上の構成によってダウンリンクの信号伝送速度を決定するための情報を基地局が得ることができ、最適な伝送速度で通信を行なうことが可能となる。

【0077】次に、本発明の第3実施例に係る無線通信システムについて図4に従い説明する。図4は、基地局と携帯電子装置から構成される無線通信システムにおいて、基地局からのダウンリンクの伝送速度を決めるための携帯電子装置10側の構成を示すものである。第2実施例では、ダウンリンクの伝送速度の決定を基地局側で行なったが、第3実施例では、携帯電子装置10において行なう。

【0078】図4における携帯電子装置10は、図3に示す携帯電子装置10と同等の部分については同一符号を付している。第3実施例の携帯電子装置10は、受信アンテナ11、受信RF部12、可変周波数発振器13、ミキサ14、ローパスフィルタ15、復調部16、既知信号検出部17、相関器18、メモリ19、変調部22、ローパスフィルタ23、可変周波数発振器24、ミキサ25と、相関器18の出力をバッファリングしたメモリ19の出力を用いて無線伝搬状況を判別する無線伝搬状況判別回路31、無線伝搬状況判別回路31による判別結果に基づいて伝送速度を変更するように基地局に要求する信号を生成する伝送速度変更要求データ作成部31、既知信号検出部17より出力されたタイミング

によって、相関器18とメモリ19と無線伝搬状況判別回路30と伝送速度変更要求データ作成部31とを制御する制御部32、及び受信電界強度を測定する受信電界強度測定検出部33から構成される。

【0079】第2実施例と同様に、携帯電子装置10において、復調部16によって復調されたデータ信号に対し、既知信号検出部17は、データ信号に含まれている既知信号のタイミングを検出し制御部32に通知する。既知信号タイミングが通知された制御部21は、相関器18、メモリ19、無線伝搬状況判別回路30を動作させる。相関器18より出力され相関出力は、メモリ19に記憶される。無線伝搬状況判別回路30は、相関出力に応じて無線伝搬状況を判断するための条件テーブルを具備していて、その条件テーブルに基づいて、ダウンリンクの伝送速度を変更するかどうかを決定し、その旨を伝送速度変更要求データ作成部31に出力する。無線伝搬状況判別回路30の出力によって、伝送速度変更要求データ作成部31は、基地局に対してダウンリンクの信号伝送速度を変更するように要求するコードを作成する。この要求信号は、アップリンク信号によって、基地局へ伝送される。

【0080】なお、前述した説明では、伝送速度決定のための情報として相関器出力を利用しているが、同時に受信電界強度検出部33によって検出される受信電界強度を用いることも可能である。受信電界強度検出部33は、検出結果を無線伝搬状況判別回路30に出力する。

【0081】以上の構成によってダウンリンクの信号伝送速度を変更することが可能となり、最適な伝送速度で通信を行なうことが出来る。

【0082】次に、本発明の第4実施例に係る無線通信システムについて図5に従い説明する。図5は、図3に示す第2実施例における基地局と携帯電子装置とのシーケンスを示す。

【0083】基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの信号には、ある一定期間毎に伝送路状況推定用のユニークワード（既知情報）が挿入されている。携帯電子装置は、そのユニークワードとの相関をとる伝送路推定（40）を行なう。携帯電子装置から基地局への伝送路推定結果の申告（41）は、伝送路推定の実行に応じて定期的に行なわれる。基地局は、携帯電子装置から申告された伝送路推定の結果を受けて、ダウンリンクの伝送速度を変更させるかどうかの決定を行なう（伝送速度可変の判断42）。

【0084】基地局における伝送速度可変の判断（42）の結果、ダウンリンクの伝送速度が現状と同じである場合には、基地局は、携帯電子装置に対してダウンリンクの伝送速度のみを知らせる（伝送速度通知43）。伝送速度可変の判断（42）の結果、伝送速度を変化させる場合には、基地局は、伝送速度を変更する旨、及び変更後の伝送速度、変更タイミングを携帯電子装置に知

らせる(44)。

【0085】基地局が携帯電子装置に伝送速度を変更する旨を通知(44)した後から、信号伝送速度を変更するまでの間に、携帯電子装置から伝送路推定結果の申告(41)が基地局に到達した場合には、その結果を無視する(45)。また、携帯電子装置において定期的に行なわれる伝送路推定(40)は、ダウンリンクの信号伝送速度変更直後は、行なわれない(46)。基地局では、携帯電子装置から伝送路推定結果の申告41が一定期間経過後であればそれを有効として、伝送速度可変の判断(42)を行なう。伝送速度可変の判断(42)の結果に基づき、伝送速度が現状と同じであれば伝送速度のみを知らせる(43)。ダウンリンクの信号伝送速度を変更させる場合には、この時点で伝送速度を変更する旨、及び変更後の伝送速度、変更タイミングを携帯電子装置に知らせる(44)。

【0086】図5では、ダウンリンクの信号伝送速度を一例として示している。伝送速度変更前では、 10 Msymbol/s (47)であり、信号伝送速度を変更する通知(48)を受けたタイミングで信号伝送速度を変更し、その後は、 20 Msymbol/s (49)で伝送が行なわれることを示している。

【0087】以上のシーケンスによってダウンリンクの信号伝送速度の変更が可能となる。

【0088】次に、本発明の第5実施例に係る無線通信システムについて図6に従い説明する。図6は、図4に示す第3実施例における基地局と携帯電子装置とのシーケンスを示す。第4実施例では、基地局において伝送速度変更の決定を行っていたが、第5実施例では、携帯電子装置において伝送速度変更の決定を行なう。

【0089】第4実施例と同様に、基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの信号には、伝送路推定用のユニークワード(既知情報)が挿入されている。携帯電子装置では、ユニークワードが挿入されている時間を検出し、そのユニークワードに対して相関をとることによって伝送路推定(60)を行なう。携帯電子装置では、伝送路推定(60)の結果を用いて、ダウンリンクの信号伝送速度を変更するかどうかの判断を行ない(速度変更判定61)、現在設定されている信号伝送速度を変更する場合には、基地局に対して信号伝送速度変更要求(62)を出力する。携帯電子装置では、変更要求に対して基地局から応答があるまでは、伝送路推定を行なわない。

【0090】基地局では、伝送信号速度変更要求(62)を受けて、伝送速度を変更するかどうかを決定し、携帯電子装置に対して伝送速度の変更及び変更タイミングを知らせる(64)。その後に変更タイミングに伝送速度を切り替える(65)。

【0091】携帯電子装置では、ダウンリンクの信号伝送速度変更後に伝送路推定60及び速度変更判定61を

再開し、さらに伝送速度を変更したい場合には、信号伝送速度変更要求62を出力し、現状の伝送速度のままで良い場合には、何も出力しない(65)。基地局は定期的に、携帯電子装置に対してダウンリンクの信号伝送速度を知らせる(66)。

【0092】図6では、ダウンリンクの信号伝送速度を一例として示している。伝送速度変更前では、 10 Msymbol/s (67)であり、伝送速度切り替えの通知(65)のタイミングで信号伝送速度を変更し、その後は、 20 Msymbol/s (68)で伝送が行なわれる。さらに、その後の伝送速度切り替えの通知(69)のタイミングで信号伝送速度が再び変更され、 10 Msymbol/s (70)で伝送が行なわれる。

【0093】以上のシーケンスによってダウンリンクの信号伝送速度の変更が可能となる。

【0094】次に、本発明の第6実施例に係る無線通信システムについて図7に従い説明する。図7は、基地局におけるダウンリンク伝送速度変更を行なう際の処理手順を示すフローチャートである。図7は、携帯電子装置から伝送路推定データが伝送される、第4実施例における伝送速度可変の判断42の処理を示したものである。

【0095】基地局は、携帯電子装置から伝送路推定結果として相関出力を申告されると、図7に示すフローチャートの伝送速度可変の判断を開始する。まず、基地局は、申告された相関出力を用いて、基地局と携帯電子装置の間の伝達特性を算出する(伝送路推定80)。また、基地局は、その出力と条件テーブルから最適な伝送速度 r を決定する(最適伝送速度判定81)。

【0096】ここで、最適伝送速度判定(81)により得られた伝送速度 r が、現在設定されているダウンリンクの伝送速度 a より大きい場合(82)には、次の処理を行なう。まず、伝送速度 r が、設定可能なダウンリンク伝送速度の上限を超えていないかどうかの判断(83)を行ない、上限を超えていない場合には伝送速度を上げる処理(84)を行なう。一方、伝送速度 r が、上限を超えている場合には、何もしない。

【0097】伝送速度 r 、 a の比較(82)の結果、 $r > a$ でない場合には、伝送速度 r が現在設定されている伝送速度 a よりも小さい場合には、以下の処理を行なう。まず、伝送速度 r が、設定可能なダウンリンクの伝送速度の下限を下回るかどうかの判断(86)を行ない、下限未満の場合には遮断処理87を行なう。一方、伝送速度 r が、下限未満である場合には、伝送速度を下げる処理(88)を行なう。

【0098】ここでの、遮断処理(87)に入った場合、現在の伝送路状況において、携帯電子装置は基地局からの情報の受信が不可能であり、伝送路状況が回復しない限り基地局から携帯電子装置への通信は無駄となる。本発明では、通信不可能な状況下においてダウンリンクの通信をやめてしまうために、不要な電波の放射を

防ぐことが可能となる。なお、基地局から携帯電子装置への通信の遮断後に、再び通信を開始するためには、初期状態の回線設定からやり直す。ダウンリンクの伝送速度がアップリンクの伝送速度よりも高速な非対称な無線通信システムでは、携帯電子装置から基地局へ伝送するアップリンクの伝送品質が高い。そのため、ダウンリンクが遮断されてもアップリンクによる通信は可能である。本発明による手順によってダウンリンクによる通信が遮断された後に再度、再開するための回線設定は、アップリンクによる通信が可能であるために容易に行なえる。

【0099】前記85の結果がNoの場合には本手順を終了する。

【0100】次に、本発明の第7実施例に係る無線通信システムについて図8に従い説明する。図8は、基地局と携帯電子装置との間で伝送されるダウンリンク信号とアップリンク信号とを示している。

【0101】ダウンリンクの伝送速度は、可能な限り高速であることが望まれる。最適な伝送速度を設定するためには、基地局と携帯電子装置間の伝送路推定が必要となる。しかしながら、前述したように、アクセス方式がTDMA/TDDでない場合には、基地局で伝送路推定することが出来ない。また、携帯電子装置は出来る限り簡易であることが望まれる。そのため、基地局は、図8に示すように、予め決まっている期間 T_o (90)でダウンリンクの伝送速度を切り替える。rate1 (91)からrate4 (94)は、それぞれ伝送速度が異なっている。携帯電子装置では、基地局が切り替える全ての伝送速度を受信した後に、携帯電子装置で受信可能な最速の伝送速度を基地局に対して申告する(伝送速度申告95)。その後は、携帯電子装置が申告した伝送速度で通信が行なわれる(96)。

【0102】携帯電子装置で基地局からの無線信号を受信可能かどうかは、例えば受信データのバリティをチェックすることで行なえる。バリティチェックのみで申告した伝送速度での受信が行なえるか否かの判断が可能となるため、携帯電子装置の回路構成を簡素化することが出来る。

【0103】以上によって、ダウンリンクの信号伝送速度を最適値に設定することが可能となる。

【0104】次に、本発明の第8実施例に係る無線通信システムについて図9に従い説明する。図9は、基地局と携帯電子装置との間で伝送されるダウンリンク信号とアップリンク信号とを示している。第8実施例では、第7実施例における信号伝送速度可変方法をさらに短時間で行なうものである。

【0105】基地局は、予め決まっている期間 T_o (90)でダウンリンクの伝送速度を切り替える。この際、予め設定されて伝送速度の内の高速な方から低速な方に順次切り替えてゆく。携帯電子装置では、基地局から

rate4 (100)で伝送される信号のバリティチェックを行ない、受信可能であれば、基地局に対して伝送速度を申告する(伝送速度申告101)。受信不可能であれば申告を行なわない。基地局では、携帯電子装置から伝送速度の申告を受けたら、その伝送速度に切り替える。

【0106】以上の方法により、ダウンリンクの伝送速度を最適値に設定することが出来る。この方法では、最速の伝送速度から受信するので、通信時の伝送路状態において最も速い伝送速度を短い時間で設定可能である。

【0107】次に、第9実施例に係る無線通信システムについて説明する。

【0108】アップリンクとダウンリンクの伝送速度が非対称な通信方式では、アップリンクの伝送量は、少ない方が望ましい。これは、伝送速度がアップリンクに対して低速であるために、単位時間内では、ダウンリンクの伝送容量が少ないためである。第9実施例によりアップリンクの伝送量を削減することが可能となる。

【0109】図10は、携帯電子装置から基地局に対して伝送されるアップリンクの伝送信号110を示している。伝送信号110内には、定期的にダウンリンクの伝送速度を変化させるための情報信号(変化要求信号D)が含まれている。変化要求信号D (111)は、例えば2ビットの情報(D1, D0)であり、(D1, D0)が(00)の時には現設定のままを意味し(112)、(01)の時にはダウンリンクの伝送速度アップのリクエストを意味し(113)、(10)の時にはダウンリンクの伝送速度ダウンのリクエストを意味する(114)。(D1, D0)が(11)の状態は、設定なしを示す(115)。

【0110】このように携帯電子装置から基地局へ送信するダウンリンクの伝送速度変更要求一回につき、設定されている伝送速度の変化幅が一つしか設定しないことにより、アップリンクの伝送量を減らすことが出来る。

【0111】次に、第10実施例に係る無線通信システムについて説明する。

【0112】高速の無線通信によるマルチメディアを実現するシステムでは、基地局から携帯電子装置に伝送される信号は、画像情報や音声、テキストなど多岐にわたると考えられる。これらの情報は、本来、それぞれ別の情報源から出力されたものであり、無線で伝送する際に一つの信号に多重化されたものである。一般的にそれぞれの情報源におけるシステムクロックは、個々のシステムで独自の周波数を使っている。従来の無線伝送方式では、システムクロックは、1つであり複数存在するように設計することは行なわれない。そのために、可変伝送速度で設定される伝送速度は、システムクロックを分周して得られる周波数に設定されている。しかし、マルチメディアを実現するシステムで伝送される情報は、本来別々のシステムクロックの情報源から得られる情報を多

重化しているため、携帯電子装置において複数のシステムクロックにおいて対応が可能であれば、情報源の多重化を簡素化できる。

【0113】図11は第10実施例の無線通信システムにおいて予め設定される信号伝送速度を示している。伝送速度を可変させる場合には、予め基地局と携帯電子装置で図11に示すような伝送速度の対応テーブルを作成しておくことで、伝送速度の変更を容易に行なうことができる。図11に示す例では、10Mbps(120)から70Mbps(121)まで8段階の伝送速度が設定されている。携帯電子装置が、ダウンリンクの信号伝送速度を10Mbpsに設定したい場合には、制御コード01を伝送する。基地局では、図11に示した伝送速度対応テーブルに設定された信号伝送速度に従って、伝送速度を10Mbpsとする。

【0114】伝送速度対応テーブルには、システムクロックの整数倍ではない伝送速度が含まれている。図11では、一例として53.24Mbpsとしている(122)。先に説明したように伝送する信号の情報源が多数存在するようなマルチメディア通信システムでは、異なるシステムクロックが複数存在することが想定される。その場合、複数の情報源からのデータを伝送信号に多重し、他の情報源からのデータと共存させるために、信号の伝送速度を一致させる必要がある。この方法の従来例としては、不要ビットを挿入するスタフ同期等があげられる。

【0115】本発明に係る通信方式では、信号伝送速度が可変であるために、異なる情報源からのデータ毎に信号伝送速度を可変させることによって、多重化が可能である。つまり、各情報源のシステムクロック(例えば122)を、図11に示すように伝送速度の対応テーブルにエントリーしておくことで、多重化が可能となる。

【0116】図12は、システムクロックが異なる情報源を複数持つマルチメディア通信を行なう際の、携帯電子装置における復調機の構成を示した第11実施例である。基地局から送信された無線信号は、アンテナ130で受信され、MODEM131でベースバンド信号に復号される。制御部132は、MODEM131の出力を監視し、情報源の種類に応じてスイッチ133を切り替え、複数の復号部134から対応する復号部を動作させる。各復号部134は、クロック同期のためのPLL134を具備し、入力されるベースバンド信号から各情報源のデータを復号する。以上の構成により、システムクロックが異なる情報源の信号を信号伝送速度を変化させることで多重化することが可能となる。

【0117】次に、本発明の第12実施例に係る無線通信システムについて図13に従い説明する。図13は伝送誤り検出のための信号の生成方法を示している。

【0118】最大の伝送速度は、伝送路状況を推定することによって求めることが出来る。伝送路状況の推定

は、受信信号と既知信号を用いて行なう。一般的に、伝送路の推定は膨大な計算を必要とする。本発明では、基地局と携帯電子装置間で制御チャネルを用いて信号伝送を行ない、伝送品質を確認することが可能である。そのために、伝送速度を変化させて信号を送信し、復調信号の符号誤りを検出することで伝送路状況を推定することが可能となる。

【0119】図13において、まず、rate1では、3ビットのデータ141に対してチェックビット142を2ビット付加している。rate2では、rate1でのデータ部141とチェックビット142を含む5ビットを、rate2の伝送速度で10ビット分(143)に変換し、この10ビット(143)に対してチェックビット144を付加する。rate3では、143と144の12ビットをrate3の伝送速度で24ビット分(145)に変換し、24ビット分(145)に対してチェックビット146を付加する。このようにして生成された符号誤り検出信号を各伝送速度で復調し、各伝送速度のチェックビット検査することで伝送速度を決定することが可能となる。

【0120】次に、第13実施例に係る無線通信システムについて説明する。図14は第12実施例による制御チャネルの信号の一部を示している。第4実施例に示したように、基地局は、ダウンリンクの伝送速度を変更する際に、変更後の信号伝送速度と変更タイミング(変更時期)を知らせる。図14は、信号伝送速度と変更タイミングを通知するための信号の構成を示したものである。

【0121】まず、ダウンリンクの信号中に信号伝送速度を変更する際の通知信号であることを意味する変更コード150が送出され、次に変更後の信号伝送速度rateを示す情報151(ここでは、4ビットとしている)が送出される。次に、伝送速度変更タイミングを示す情報152(ここでは、8ビットとしている)が伝送される。伝送速度変更タイミング152では、変更コード150から何ビット伝送された後に信号伝送速度が変更されるかを示している。

【0122】以上の方法によって基地局がダウンリンクの信号伝送速度と変化タイミングを通知することが可能となる。

【0123】次に、本発明の第14実施例に係る無線通信システムについて図15に従い説明する。図15は、第14実施例における基地局と携帯電子装置とのシーケンスを示す。

【0124】基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの信号には、ダウンリンクの伝送路特性を推定するために、既知記号160が挿入されている。携帯電子装置では、既知信号160をもとに伝送路特性を推定し、ダウンリンクの信号伝送速度を変更するかどうかを決定する。伝送路推定と同時に携帯電子装置では、基地局

から送られてくる受信波を復調して情報を得ている。ダウンリンクの信号伝送速度を変更する場合には、基地局に対して伝送速度変更要求161を出力する。図15に示す例では、伝送速度変更要求161を出力すると同時に、受信する信号伝送速度を切替える。そのために、携帯電子装置が受信中の信号伝送速度と同じ伝送速度で基地局から送信されるまで、受信波を復調することはできない。基地局では、伝送速度変更要求161に応じて、ダウンリンクの信号伝送速度を変更する(162)。携帯電子装置では、信号伝送速度を変更された後のダウンリンク信号を受信し、受信した信号の復調を再開する(163)。

【0125】以上のシーケンスによって、ダウンリンクの信号伝送速度を変更することが可能となる。第4実施例では、基地局からダウンリンクの信号伝送速度を変更するタイミングを携帯電子装置に伝送して切替えを行なう。第14実施例では、携帯電子装置からの信号伝送速度変更要求に対して、即時に切替えが行なわれるので、速い伝送路変動に追従することが可能となる。

【0126】また、携帯電子装置が第14実施例のように、信号伝送速度の変更要求と同時に受信波の伝送速度を変更する時、変更要求が符号誤りによって基地局に伝送されなかった場合、携帯電子装置での受信時の信号伝送速度と基地局の送信時の信号伝送速度が異なるのでダウンリンクによる通信が不可能となる。これを回避するためには、以下の方法が有効である。

【0127】まず第1は、携帯電子装置が信号伝送速度の変更要求を送信後に、一定時間基地局からの信号を監視し、受信できなければ元の伝送速度に戻す方法である。第2は、携帯電子装置が、異なる2つ以上の信号伝送速度を受信可能なように、復調部を2つ以上具備する方法である。

【0128】第1の方法では、携帯電子装置が信号伝送速度変更要求を出力した一定時間後に再び変更要求前の信号伝送速度に戻るため、伝送品質が改善されない欠点がある。その解決のためには、制御チャネルで信号伝送速度を知らせる方法をとる。つまり、基地局から送信される信号の伝送速度を携帯電子装置に知らせることにより前記の問題点を解決する。第2の方法では、復調部を2つ以上具備しなければならないので、携帯電子装置の小型化の実現を困難にする。しかしながら、以上の構成をとることによって伝送品質を改善することが可能となる。

【0129】以上詳述したように、アップリンクの伝送速度とダウンリンクの伝送速度が非対称な通信方式において、ダウンリンクの伝送速度を基地局と携帯電子装置間の伝搬状況に応じて変化させることが出来る。これによって、ダウンリンクの伝送品質を確保することが可能となる。

【0130】また、携帯電子装置において伝送路状況を

推定する回路のみを具備すれば、基地局において伝搬状況を把握することが可能となり、TDMA/TDD以外のアクセス方式でも可変伝送速度を実現することが可能となる。さらに、携帯電子装置において伝送速度を変化させる判断を行なう回路を具備すれば、ダウンリンクの伝搬状況を基地局に申告することが不要により、アップリンクの伝送量を削減することが出来、総合的なスループットを向上することができる。

【0131】また、予め決められた期間毎にダウンリンクの伝送速度を変化させ、最適な伝送速度を求める本発明によれば、伝送路状況を推定する回路を簡素化することが可能となる。さらに、最適な伝送速度を求めるために要する時間を短縮することが可能となる。

【0132】また、アップリンクの伝送速度がダウンリンクの伝送速度に比べて低いことによって発生するアップリンクの伝送容量削減の問題を解決することが可能となる。さらに、携帯電子装置で受信不可能な無駄な無線伝送を減少させることが可能となる。

【0133】また、システムクロックが異なる複数の情報源の信号を伝送するマルチメディアサービスにおいて、システムクロックの異なる情報を多重化することが可能となる。さらに、ダウンリンクの伝送速度を切り替えるタイミングと変更後の伝送速度を通知することで、携帯電子装置での伝送速度の変更を容易にすることが可能となる。

【0134】次に、高い伝送品質を確保して情報通信の信頼性を高めるために、誤り訂正符号を用いた通信を行なう無線通信システムについて説明する。以下では、誤り訂正符号を用いて高い伝送品質を確保しつつ、消費電力を低減して簡易な携帯電子装置の構成を可能とし、また全体の伝送効率の向上を図る。

【0135】本発明の第15実施例に係る無線通信システムについて説明する。図16は、基地局と携帯電子装置から構成される無線通信システムにおいて、携帯電子装置に設けられた誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。

【0136】携帯電子装置における誤り訂正装置は、基地局(図示せず)から携帯電子装置へ送信された無線信号を受信する受信アンテナ201、無線信号からデータ信号(記号列)に変換する受信装置202、基地局と携帯電子装置との間の伝送路の伝送品質を推定する伝送品質推定装置203、伝送品質推定装置203による推定結果に応じてスイッチ205a、205bの切り替え制御を行なうスイッチ制御装置204、受信装置202から出力されるデータ信号の経路を冗長性除去装置206または誤り訂正復号装置207の何れかに切り替えるスイッチ205a、205b、データ信号中の誤り訂正のための冗長部分(誤り訂正符号)を除去する冗長性除去装置206、データ信号に対して誤り訂正復号を行なう誤り訂正復号装置207、データ信号について各種処理

を行なう処理装置208から構成される。

【0137】第15実施例では、基地局から伝送される信号は、冗長性を取り除くだけで情報系列を得ることのできる符号を使って誤り訂正符号化されている記号列から作られている。基地局から携帯電子装置への無線伝送路では誤りを起こし得る。伝送品質推定装置203は、伝送路の伝送品質を推定し、スイッチ制御装置204により、記号列が、誤り訂正装置によって処理されるか、冗長性除去装置によって処理されるかを制御する。通常、高い伝送品質を確保するために、図16に示すよう

にスイッチ205a、205bが誤り訂正復号装置207側に切り替えられて、データ信号は、誤り訂正装置によって処理される。

【0138】なお、図16中では、受信装置202が電波を受信するかのごとく描かれているが、電波以外の伝送媒体であっても良い。

【0139】図17は、発明の第15実施例における伝送品質推定装置203の構成を示している。一般に、伝送品質の正確な測定は困難であると同時にコストがかかる。このため、伝送品質推定装置203は、伝送品質推定の簡便化のために、伝送品質と相関の高い物理現象の測定結果、すなわち(1)受信電界強度、(2)アイパターンの分散、(3)既知パターン(ユニークワード(既知情報))の検出、(4)受信後誤り率、(5)その他、を単独で、あるいは組み合わせることにより伝送品質の推定を行い、スイッチ制御装置204に対してスイッチ切り替え制御を指示する。

【0140】(1)受信電界強度、及び(2)アイパターンによる伝送品質の測定は、例えば受信装置202から、それぞれに関するデータについて入力して行なう。また、(3)既知パターン(ユニークワード(既知情報))による伝送品質の測定は、例えば第4実施例及び第5実施例に示すようにして行なう。すなわち、基地局から伝送されるダウンリンク信号に、伝送路の伝送品質推定用の既知パターンが挿入されており、この既知パターンを検出して行なう。なお、図16には、既知パターンを検出するための既知信号検出部を図示していない。

(4)受信後誤り率による伝送品質の測定は、例えば冗長性除去装置206による冗長性除去、あるいは誤り訂正復号装置207による誤り訂正を行なった後の誤り検出によって行なう。

【0141】ここで、伝送品質測定装置203は、

(3)既知パターン、及び(4)受信後誤り率によって得られた、ビット誤り率に基づいてスイッチ切り替えの制御を指示するものとする。この場合、誤り訂正前と誤り訂正後の2段階で、ビット誤り率に基づく判定を行なうことになる。伝送品質測定装置203は、予め設定されたしきい値(基準品質)と、ビット誤り率とを比較し、その結果、ビット誤り率がしきい値よりも大きい場合には、スイッチ制御装置204に対して、スイッチ2

05a、205bを誤り訂正復号装置207側へ切り替えるように指示する。また、比較の結果、伝送品質測定装置203は、ビット誤り率がしきい値以下であった場合には、スイッチ制御装置204に対して、スイッチ205a、205bを冗長性除去装置206側へ切り替えるように指示する。この際、ビット誤り率に対するしきい値は、符号化利得を考慮して2段に設定する。すなわち、誤り訂正後での判定では、当然、ビット誤り率が低くなっているので、しきい値もそれに応じて設定する。

【0142】例えば、冗長性除去装置206の動作に要する消費電力が、誤り訂正復号装置207の動作に要する消費電力に比較して十分小さいものとする。伝送品質測定装置203におけるビットと誤り率としきい値との比較の結果、しきい値を越える頻度が半分であれば、復号に要する消費電力が半分に低減される。従って、電子携帯装置の消費電力が低減されることから、構成を簡単にすることが可能となる。

【0143】図18乃至図20には、第15実施例における、伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示している。図18に示すように、伝送品質推定装置203によって求められた時刻tにおける伝送品質の推定値(xt)と、しきい値(基準品質)とを比較した結果、xtがしきい値以下であった場合には、誤り訂正を行なうことは冗長であるので誤り訂正を停止し、消費電力の低減を図る。また、xtがしきい値を越える場合には、高い伝送品質を確保するために誤り訂正を作動させる。図19に示すアルゴリズムでは、図18に示すアルゴリズムに、さらに慣性項を付加して過去n回の推定値も参照することで伝送品質の推定値の精度を高めるようにしている。図20に示すアルゴリズムは、慣性項をべき指数の関係になるようにすることで過去の推定値の記憶量を削減できるようにしている。

【0144】図21及び図22は、第15実施例で受信後誤り率を測定するために接続符号を用いる場合の接続符号の構成例を示している。

【0145】図21に示す構成では、情報ビット210に対して、誤り検出符号CRC(211)及び誤り訂正符号ECC(212)からなる冗長性が付加されている。情報ビット210は、誤り検出符号CRC(211)により符号化された後、誤り訂正符号化される。受信後誤り率の推定は、誤り訂正もしくは冗長性除去を行なった後の誤り検出によって行う。ただし、この場合、冗長部分に含まれる誤りに関しては感知していない。また、図21に示す構成の他に、誤り検出符号の代わりに誤り検出と誤り訂正を同時に行える符号、例えばBCH符号等を用いることにより、誤り訂正装置が動作している場合の誤り訂正能力を高めることが可能となる。誤り訂正を行わなくても容易に符号語から情報系列を取り出すことが可能な符号としては、粗齧的符号、Invertible

符号、Q L I 符号などがある。

【0146】図22に示す構成では、情報ビット213に対して、誤り訂正符号ECC(214)及び誤り検出符号CRC(215)からなる冗長性が付加されている。情報ビット213は、誤り訂正符号ECC(214)によって誤り訂正された後、誤り検出符号CRC(215)により符号化される。受信後誤り率の推定は、まず誤り検出符号CRC(215)により誤り検出を行う。その後、冗長性除去もしくは誤り訂正が行える。誤り検出符号CRCの代わりに誤り検出と誤り訂正が同時に行える符号、例えばBCH符号等を用いることにより、誤り訂正装置が動作している場合の誤り訂正能力を高めることが可能となる。

【0147】図23は第15実施例における誤り訂正装置の別の構成例を示している。図23では、誤り訂正復号としてシンドロームを用いる符号を利用している。シンドロームを用いる符号を利用した場合、復号はシンドローム計算装置221と、誤りパターン生成装置225の2段階で行われ、シンドロームによって符号語に誤りが含まれているかどうかを検出できる。シンドローム計算を誤り検出機構として用いることにより、受信後誤り率を伝送品質の推定に利用することができる。この構成によれば、別に誤り検出機構を持つことがないので回路規模の節減になる。

【0148】次に、本発明の第16実施例について図24を参照しながら説明する。図24は、第16実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。図16に示す第16実施例の誤り訂正装置と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。

【0149】伝送品質推定装置203による伝送品質情報を使った制御以外にも、誤り訂正能力を制御する手段がある。例えば、電子携帯端末を利用して、端末の電力の残りが少なくなってきたので、誤りを許容してもよいから、情報を最後まで手に入れたいという状況で、外部からの制御により、強制的に誤り訂正復号を行わないようにすることで、電力の消費を節減することかできる。また、通信している情報の重要度に応じて、誤りの許容度を、利用者からの指示に応じて制御することもできる。またOS1階層の上位階層による制御を行うことも考えることができる。

【0150】次に、本発明の第17実施例について図25を参照しながら説明する。図25は、第17実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。図16に示す第16実施例の誤り訂正装置と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。

【0151】誤り訂正復号装置207により誤り訂正を行わない場合でも、冗長性除去の前に誤り検出装置228によって誤り検出を施し、その結果に応じて再送制御を行う等、情報の信頼性を保証することができる。誤り検知信号は上位階層(図25では処理装置208)に対

して伝達される。処理装置208は、基地局に対して情報の再送要求を行なうように電子携帯装置を制御する。

【0152】例えば誤り訂正と誤り検出の両方を行える符号、例えばBCH符号を用いていることで、このような機構を伝送レートを落とすことなく実現できる。

【0153】次に、本発明の第18実施例について図26を参照しながら説明する。図26は、第18実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図である。図16に示す第16実施例の誤り訂正装置と同一部分については同一符号を付して説明を省略する。図26に示す誤り訂正装置には、複数のそれぞれ異なった能力を持つ誤り訂正装置233-1~233-nが設けられている。

【0154】基地局からのダウンリンクによりマルチメディアサービスが実現される場合、基地局から電子携帯装置に対して伝送されてくる情報にはいくつかの形態、例えば音声、画像等、各種存在する。電子携帯装置では、伝送された情報の形態に応じて、複数の誤り訂正装置233-1~233-nから最も適する誤り訂正装置を選択するように、スイッチ制御装置230が機能する。電子携帯装置側では、どの形態の情報が送られているかを知る必要があるが、これは、予め知らされているか、もしくは伝送されてくる情報にヘッダ等の形で付加された情報によって指示するようにできる。スイッチ制御装置230は、伝送される情報の形態を判別し、対応する誤り訂正復号装置によって誤り訂正が実行されるように、スイッチ231a、231bを切り替える。これにより、例えば、音声等では、人間の聴覚特性に合わせて、聞き取りに対する重要さに応じて、誤り訂正の度合いを変える、または、画像の伝送においては、直交変換を行った後の直流成分に重要な情報が含まれているので能力の高い誤り訂正符号化を行い、交流成分は能力の低い誤り訂正を行うことで、レートをあげる等、情報の形態に応じて適した形の誤り訂正方式を選択することかできる。

【0155】次に、本発明の第19実施例について図27を参照しながら説明する。図27は、第19実施例における誤り訂正装置を用いた無線通信システムの構成を示すブロック図である。

【0156】受信局(電子形態装置)は、伝送品質推定装置243により伝送路の品質を推定し、推定結果に応じて誤り訂正復号装置246による誤り訂正の実行を制御し、送信局(基地局)との間で、ネゴシエーションを行うことにより、誤り訂正装置を動作を制御する。

【0157】伝送品質が基準品質より劣ると判定されたときは、誤り訂正を行わないこととし、基準品質を満たすと判定されたときは、誤り訂正を行う。

【0158】図28は第19実施例の無線通信システムにおける、送信局と受信局のネゴシエーションの例を示す。伝送品質の劣化を検知した受信局は、誤り復号訂正

装置246の使用を決定し、誤り訂正復号装置246の使用を送信局に促すための伝送品質劣化の通知を送信する。送信局は、伝送品質劣化の通知を受け、誤り訂正符号化装置256を作動させ、誤り訂正符号化装置256を作動させた旨を受信局に通知する。通知を受けた受信局は、受信する信号が誤り訂正符号化されたものであることが分かるので、伝送品質推定装置243によってスイッチ245a、245bを切り替えて誤り訂正復号装置246を作動させる。

【0159】また、伝送路品質の劣化を検知してから、誤り訂正復号装置246が動作するまでの期間に受信した情報は著しく信頼性に欠けると判断できる。従って、この期間の情報を捨てることにより、信頼性を高めることができる。

【0160】さらに、伝送路品質が改善されたことを検知した受信局は、誤り訂正復号装置246の不使用を送信局に通知する。通知を受けた送信局は、誤り訂正符号化装置256の動作を停止し、停止した旨を受信局側に通知する。通知を受けた受信局は、誤り訂正復号装置246の動作を停止させる。

【0161】図29は第19実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける、符号化を行わないことによる伝送レートの向上を示す。誤り訂正装置が動作していない時は、誤り訂正符号化による冗長部分を伝送しないことにより、符号長を短くして伝送レートをあげる。

【0162】図30は第20実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける、誤り訂正符号化による冗長部に情報を埋め込んだときの伝送レートの向上を示す。誤り訂正装置が動作していない時は、誤り訂正符号化による冗長部分に代えて、情報ビットを埋め込むことで伝送レートをあげる。

【0163】図31は第21実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図である。第21実施例における誤り訂正装置には、伝送品質の違いに応じた複数の誤り訂正復号装置255-1~255-nが設けられている。

【0164】例えば、高誤り率用の符号Aと低誤り率用の符号Bとがあって、それぞれに対応する誤り訂正復号装置が設けられている。通常は、符号Bを使用し、誤りが高くなることが予想される場合には、符号Aに切り換え、誤り率が低くほとんど誤りが生じないと予想される場合には、符号Bで符号化してから送信して、誤り訂正を行わないか、符号化そのものを止めてしまう。

【0165】また、バースト性の誤りが多い伝送路とランダム性の誤りが多い伝送路では適した符号は異なる。この場合、伝送品質推定装置は誤りの種類も見分ける必要がある。

【0166】携帯電子装置では、符号の切り換えに応じて、複数の誤り訂正復号装置255-1~255-nから対応する誤り訂正復号装置を選択して使用する。伝送

品質推定装置203による伝送品質の推定結果により、誤り訂正復号装置を選択することにより、一定の信頼性を保ったまま、電力消費の最適な制御を行う。復号装置の中には冗長性除去装置を含んでもよい。また、要求されている信頼性に適した誤り訂正装置を選ぶこともできる。

【0167】図32は第22実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図を示している。第22実施例の誤り訂正装置は、基地局260と通信し、協力することにより、伝送品質の推定の精度を高める。例えば、基地局260に対して、受信電界強度等の伝送品質と相関の高い物理現象の測定結果を送り、基地局260にしかできないような複雑な計算を行ってもらい、その結果を送り返してもらい、スイッチ制御装置227によりスイッチ205a、205bの制御を行う。また、基地局260は、より広範な情報を得ることが可能なので、伝送品質に関する推定の精度を高めることができる。また、基地局260は、場所や時間等と、伝送品質の間の関係について、データベース261等を使って過去の結果を利用できる。例えば、無線通信でTDD等のように送信と受信で同じ伝送路を用いる場合、伝送路の品質測定の一部（伝送路に対するシャドウイングの影響等）の測定を請け負ってもらうことにより、伝送品質推定装置271を簡略化することができる。

【0168】以上詳述したように、本発明の誤り訂正装置を用いれば、適応的に誤り訂正能力を制御することにより、情報の信頼性を保証しながら、消費電力を節約することができる簡単な構成の携帯電子装置を提供できる。

【0169】また、誤り訂正装置を独立して使用するだけでなく、無線通信システムの一部として組み込むことにより、さらに電力消費、通信効率の面で効果を高めることが可能となる。

【0170】

【発明の効果】以上詳述したように本発明によれば、基地局から携帯電子装置に伝送する信号において発生する誤りを減少させ、マルチパスの有無にかかわらずダウンリンクにおける高い伝送品質を確保しつつ全体の伝送効率を向上させ、さらに携帯電子装置の構成を簡易にすることが可能となる。

【0171】また、誤り訂正符号を用いて高い伝送品質を確保しつつ、消費電力を低減して簡易な携帯電子装置の構成を可能とし、また全体の伝送効率を向上させることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による無線通信システムを用いたデータ通信システムの構成を示す図。

【図2】本発明の第1実施例に係る基地局と携帯電子装置の構成を示す図。

【図3】本発明の第2実施例に係る携帯電子装置の構成を示したブロック図。

【図4】本発明の第3実施例に係る携帯電子装置の構成を示したブロック図。

【図5】本発明の第4実施例に係る基地局と携帯電子装置とのプロトコルを示す図。

【図6】本発明の第5実施例に係る基地局と携帯電子装置とのプロトコルを示す図。

【図7】本発明の第6実施例に係る基地局におけるダウンリンク伝送速度変更の手順を示すフローチャート。

【図8】本発明の第7実施例に係るダウンリンク及びアップリンク信号を示す図。

【図9】本発明の第8実施例に係るダウンリンク及びアップリンク信号を示す図。

【図10】本発明の第9実施例に係るアップリンク信号を示す図。

【図11】本発明の第10実施例に係る予め定められたダウンリンクの伝送速度とコードのテーブルを示す図。

【図12】本発明の第11実施例に係る携帯電子装置の構成を示す図。

【図13】本発明の第12実施例に係る伝送誤り検出のための信号の生成方法を示す図。

【図14】本発明の第13実施例に係る基地局から携帯電子装置に伝送されるダウンリンクの伝送速度の変更と変更タイミングを通知する信号の構成を示した図。

【図15】本発明の第14実施例に係る基地局と携帯電子装置とのプロトコルを示した図。

【図16】本発明の第15実施例に係る無線通信システムの携帯電子装置に設けられた誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図17】本発明の第15実施例における伝送品質推定装置の構成を示す図。

【図18】本発明の第15実施例における伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示す図。

【図19】本発明の第15実施例における伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示す図。

【図20】本発明の第15実施例における伝送路品質の推定値を元に誤り訂正装置の動作を決めるためのアルゴリズムを示す図。

【図21】本発明の第15実施例で受信後誤り率を測定するために接続符号を用いる場合の接続符号の構成例を示す図。

【図22】本発明の第15実施例で受信後誤り率を測定するために接続符号を用いる場合の接続符号の構成例を示す図。

【図23】本発明の第15実施例における誤り訂正装置の別の構成例を示すブロック図。

【図24】本発明の第16実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図25】本発明の第17実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図26】本発明の第18実施例における誤り訂正装置の構成を示すブロック図。

【図27】本発明の第19実施例における誤り訂正装置を用いた無線通信システムの構成を示すブロック図。

【図28】本発明の第19実施例の無線通信システムにおける送信局と受信局のネゴシエーションの例を説明するための図。

【図29】本発明の第19実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける伝送レートの向上を説明するための図。

【図30】本発明の第20実施例の誤り訂正装置を用いた通信システムにおける伝送レートの向上を説明するための図。

【図31】本発明の第21実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図。

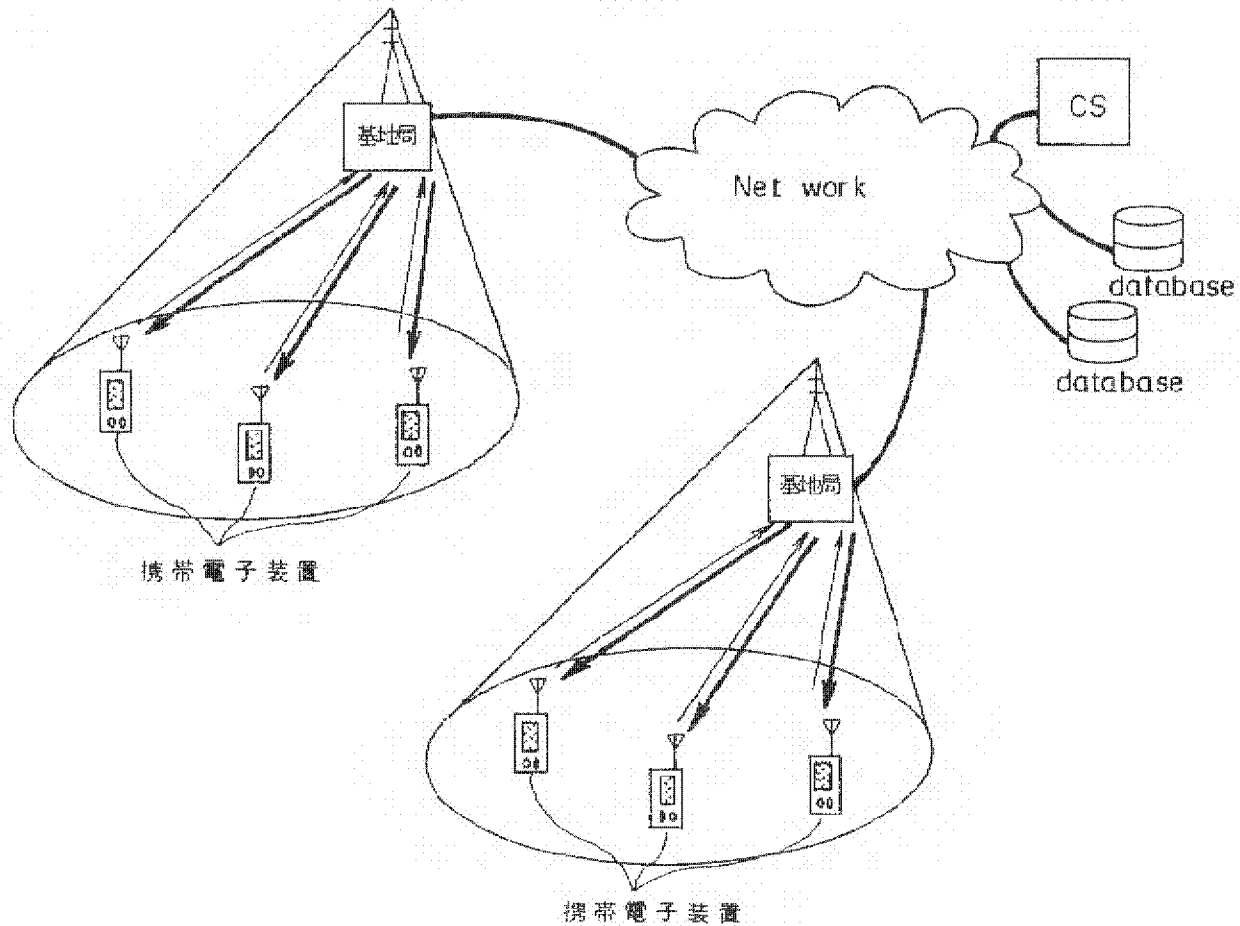
【図32】本発明の第22実施例における誤り訂正装置を用いた通信システムの構成を示すブロック図。

【図33】従来の無線通信システムにおける変調パラメータの選択を説明するための図。

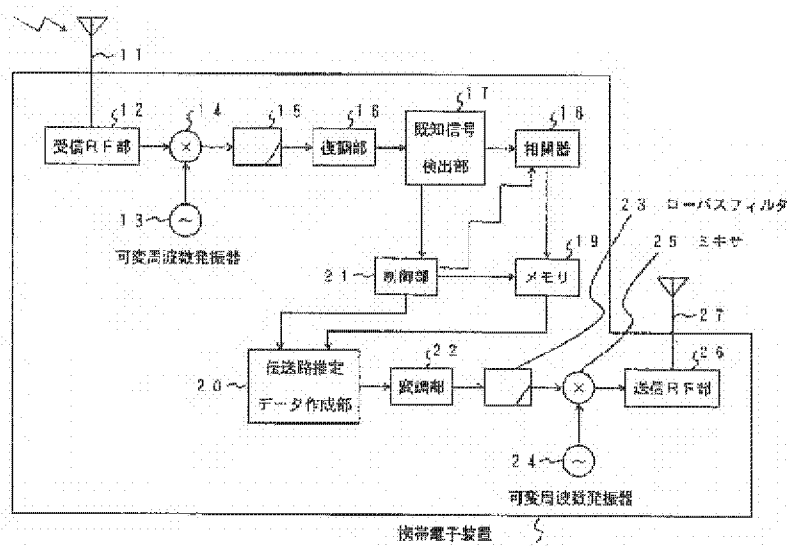
【符号の説明】

000…基地局、002、009、010、017…アンテナ、033、001、011、016…RF部、004、012…復調部、005…伝送速度変更要求信号検出部、006…制御部、007、015、22…変調部、001…携帯電子装置、013…伝搬路推定部、014…制御部、10…携帯電子装置、11、201…受信アンテナ、12…受信RF部12、13、24…可変周波数発振器、14、25…ミキサ、15、23…ローパスフィルタ、16…復調部、17…既知信号検出部、18…相関器、19…メモリ、20…伝送路推定データ作成部、21…制御部、26…送信RF部、27…送信アンテナ、30…無線伝搬状況判定回路、31…伝送速度変更要求データ作成部、33…受信電界強度検出部、202…受信装置、203…伝送品質推定装置、205a、205b、231a、231b…スイッチ、204、224…スイッチ制御装置、206…冗長性除去装置、207、233-1~233-n、255-1~255-n…誤り訂正復号装置、208…処理装置、221…シンδροーム計算装置、225…誤りパターン生成装置、228…誤り検出装置、256…誤り訂正符号化装置、261…データベース。

【図1】



【図3】



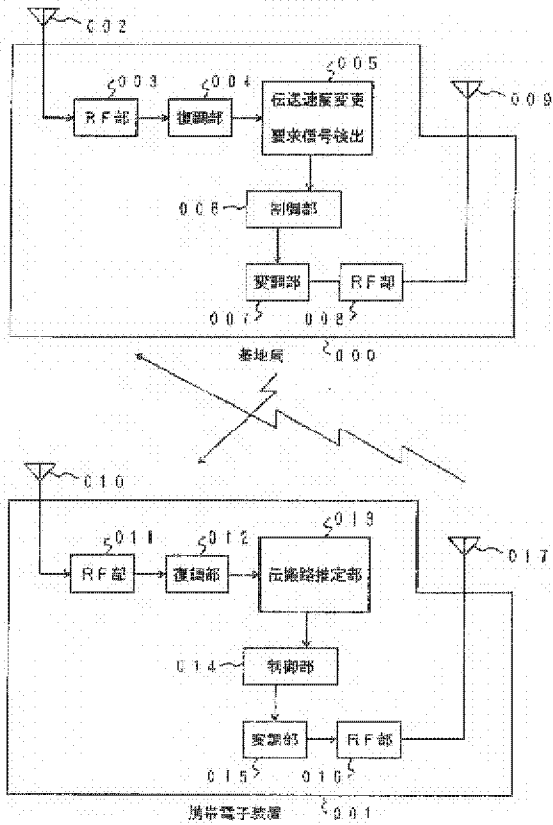
【図11】

コード	信号伝送速度 (bps)
01	10M
02	20M
03	30M
04	40M
05	50M
11	3.24M
06	60M
07	70M

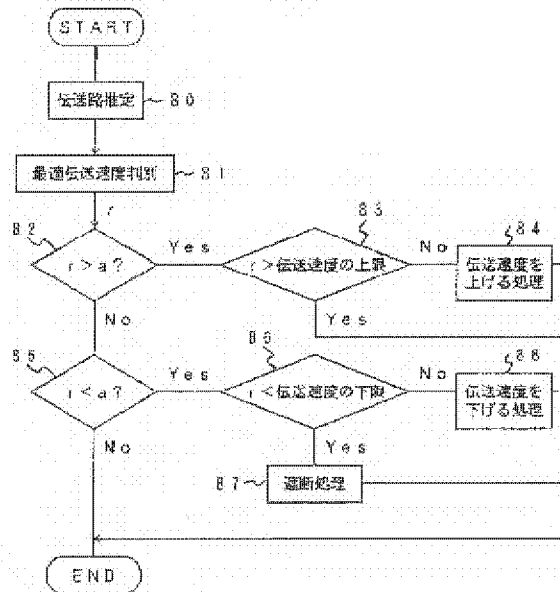
【図21】

情報ビット	CRC	ECC
210	211	212

【図2】



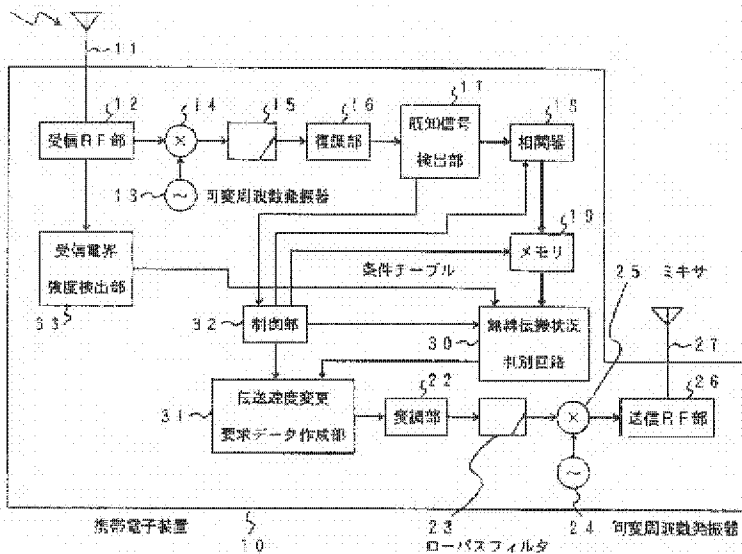
【図7】



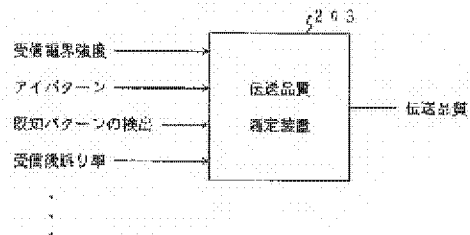
【図14】

変更コード	rate (4ビット)	伝送速度変更タイミング (3ビット)	
150	151	152	

【図4】



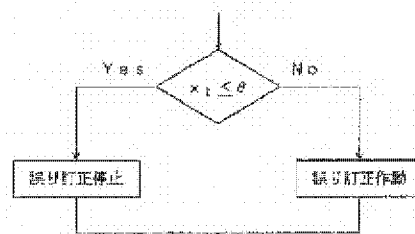
【図17】



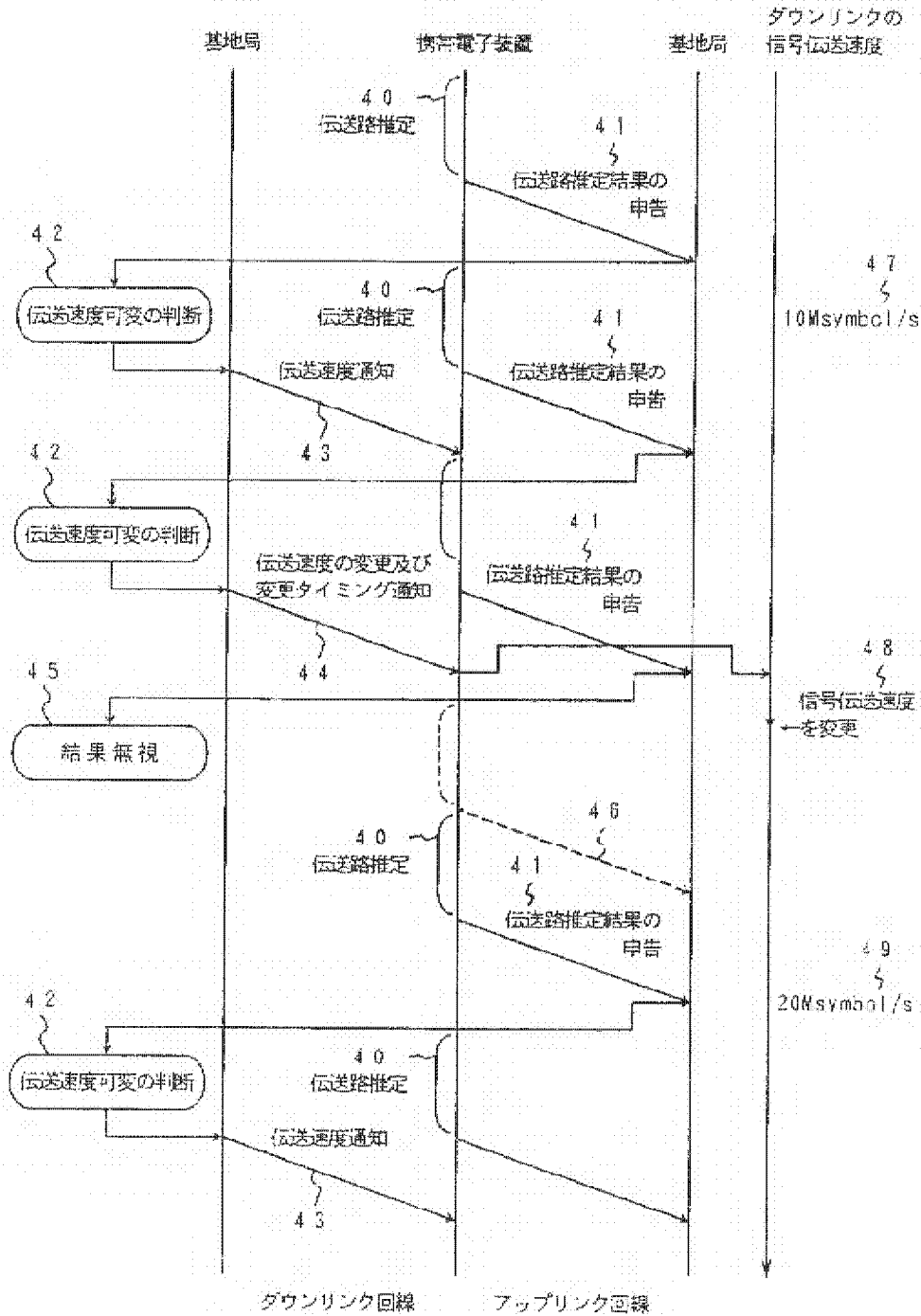
【図18】

x_t : 時刻 t における伝送路品質の推定値 (0~1)

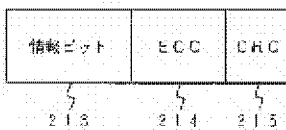
θ : しきい値 (基準品質)



【図5】



【図22】



【図29】

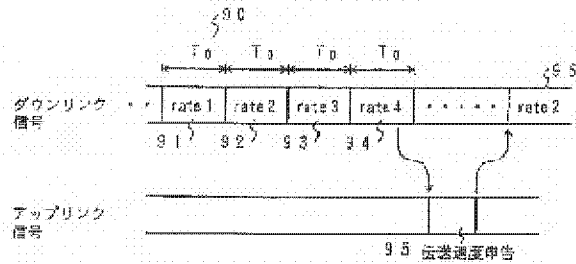
(a) 誤り訂正符号動作時



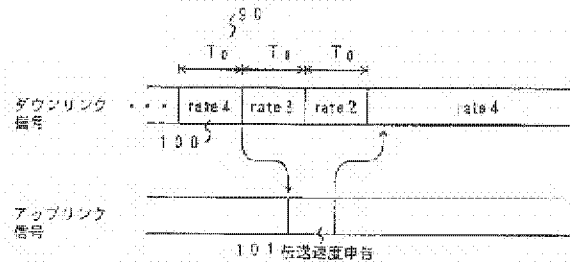
(b) 誤り訂正符号非動作時

[illegible]

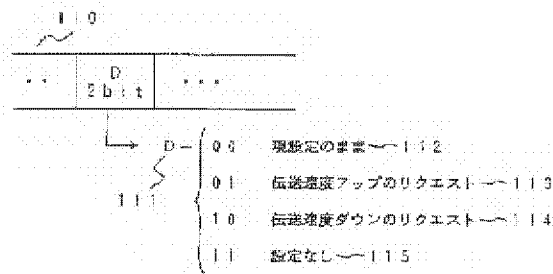
【図8】



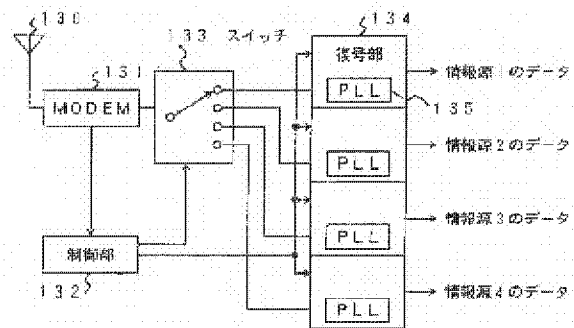
【図9】



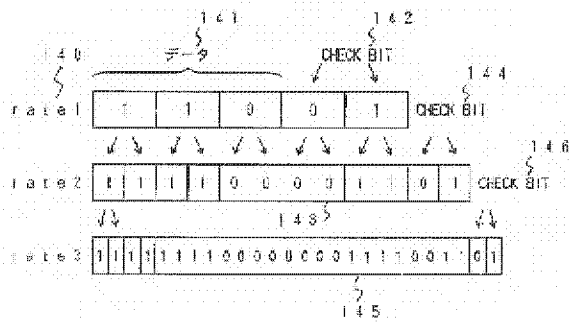
【図10】



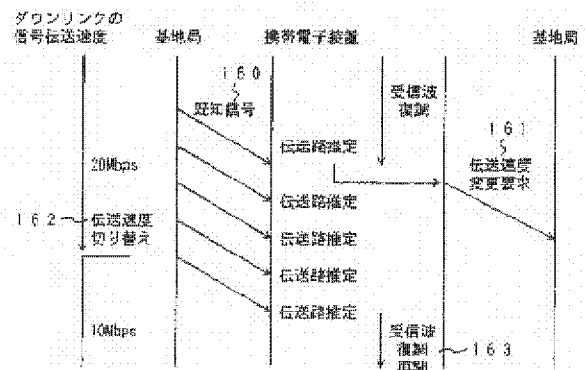
【図12】



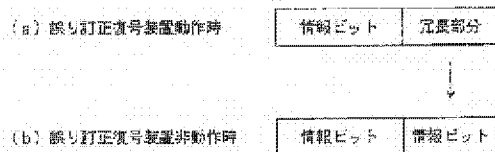
【図13】



【図15】



【図30】

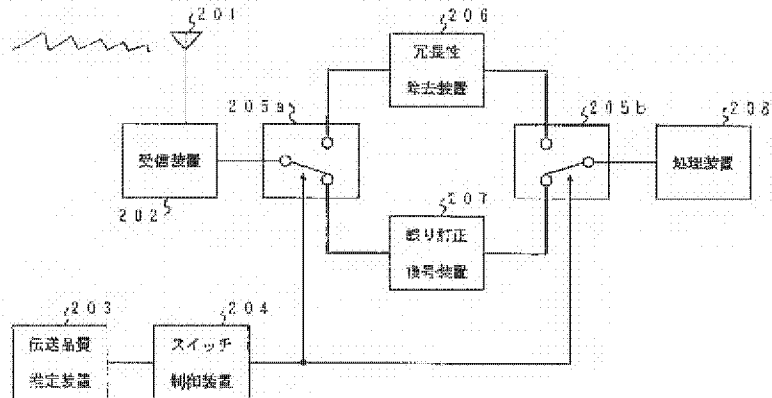


【図33】

変調パラメータの選択方法

C/N_0 の推定値 x (dB)	使用変調パラメータ
$x < 52.98$	QPSK 8ksymbol/s
$52.98 \leq x < 55.97$	QPSK 16ksymbol/s
$55.97 \leq x < 58.98$	QPSK 32ksymbol/s
$58.98 \leq x < 65.99$	QPSK 64ksymbol/s
$65.99 \leq x < 72.22$	16QAM 64ksymbol/s
$72.22 \leq x < 78.27$	64QAM 64ksymbol/s
$78.27 \leq x$	256QAM 64ksymbol/s

【図16】



【図19】

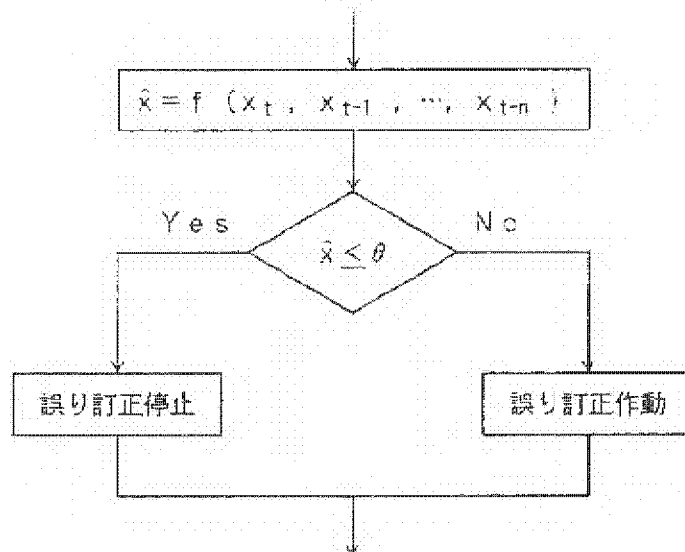
x_t : 時刻 t における伝送路品質の推定値 ($0 \sim 1$)

θ : しきい値 (基準品質)

\hat{x} : 慣性を加味した伝送品質の推定値

$f(x_t, x_{t-1}, \dots, x_{t-n}) = \varepsilon_0 x_t + \varepsilon_1 x_{t-1} + \varepsilon_2 x_{t-2} + \dots + \varepsilon_n x_{t-n}$

$\varepsilon_0, \varepsilon_1, \dots$: 重み係数 ($1 \geq \varepsilon_0 > \varepsilon_1 > \dots$)



【図20】

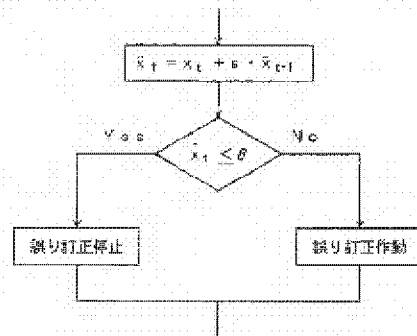
$$\begin{cases} x_0 = 1 \\ x_1 = e \\ \vdots \\ x_n = e^r \end{cases}$$

x_t : 時刻 t における伝送路品質の推定値 (0 ~ 1)

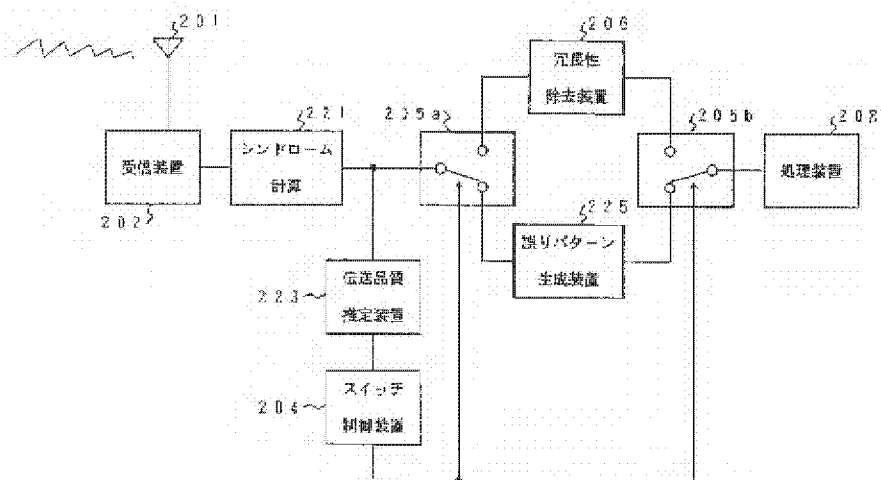
θ : しきい値

\hat{x}_t : 時刻 t における慣性を加味した伝送路品質の推定値 (0 ~ 1)

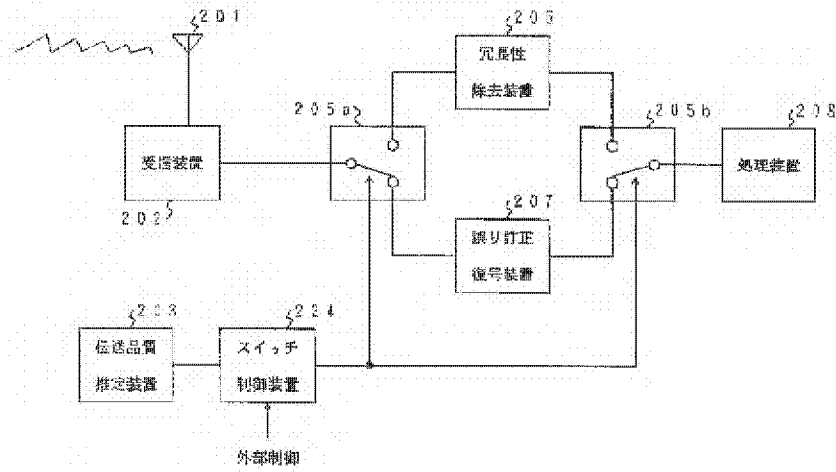
ε : 慣性値



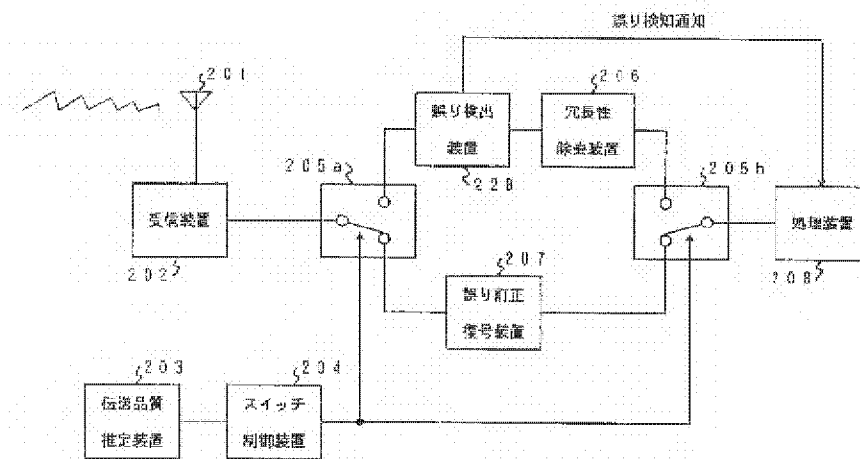
【図23】



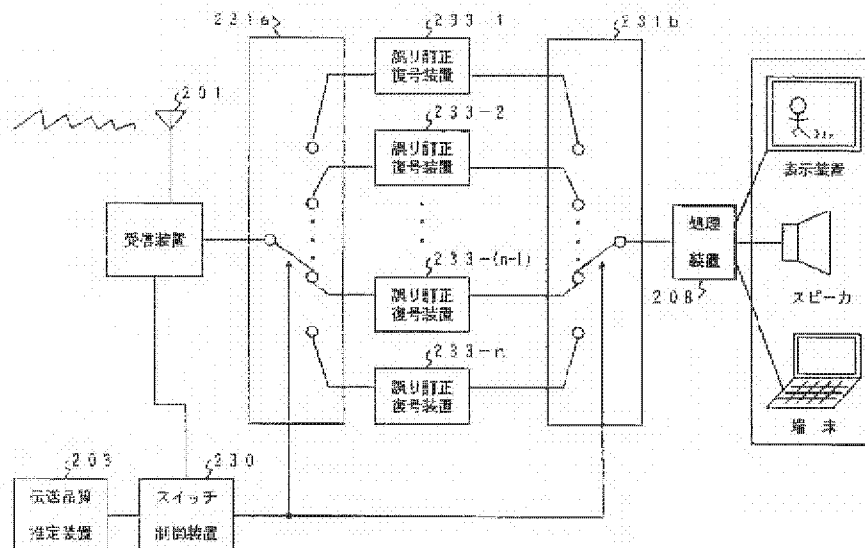
【図24】



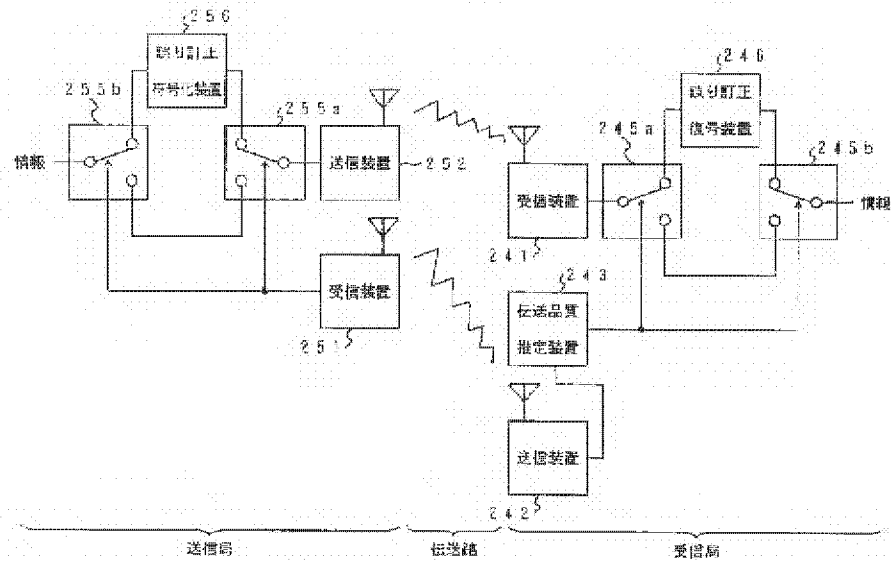
【図25】



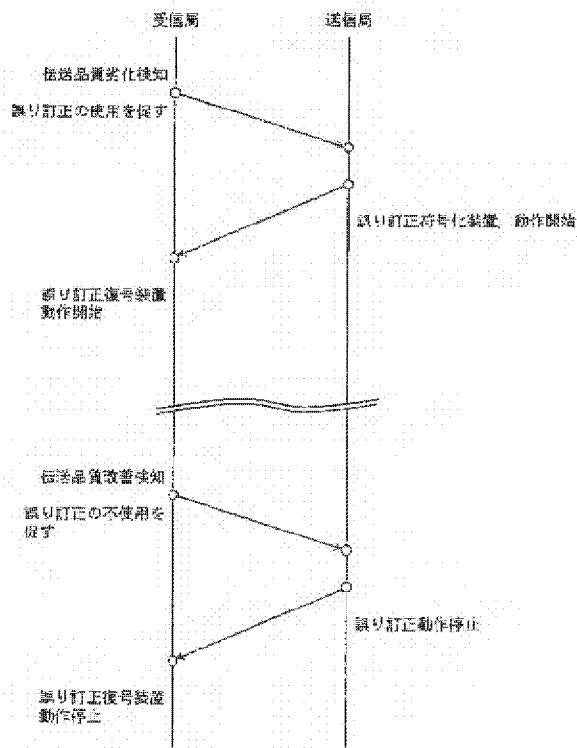
【図26】



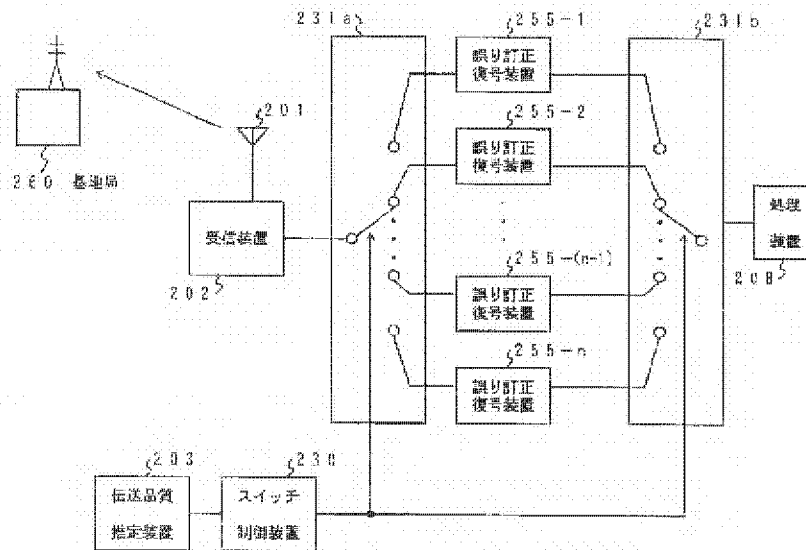
【図27】



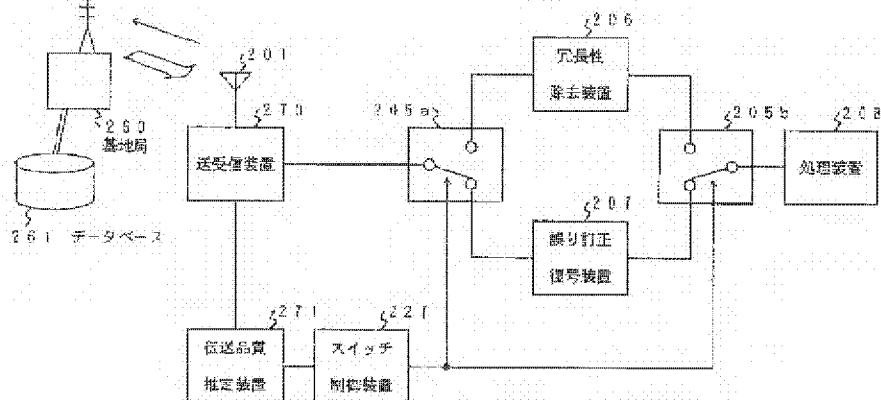
【図28】



【図31】



【図32】



フロントページの続き

(72)発明者 中島 暢康
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 農人 克也
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 清水 秀夫
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 川村 信一
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

Data communications encryption synchronisation for cellular radio - has rapid resynchronisation of mobile station with new base station upon hand-off and ensures resynchronisation upon failure

Patent Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF); ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS INC (TELF); ERICSSON INC (TELF)

Inventor: DENT P; DENT P W

Patent Family (12 patents, 8 countries)

Patent Number	Kind	Date	Application Number	Kind	Date	Update	Type
US 5081679	A	19920114	US 1990556103	A	19900720	199206	B
WO 1992002088	A	19920206	WO 1991US5086	A	19910718	199208	E
AU 199186267	A	19920218	AU 199186267	A	19910718	199222	E
			WO 1991US5086	A	19910718		
CN 1058499	A	19920205	CN 1991105012	A	19910720	199241	E
GB 2261349	A	19930512	WO 1991US5086	A	19910718	199319	E
			GB 199226465	A	19921218		
JP 6501139	W	19940203	JP 1991516019	A	19910718	199410	E
			WO 1991US5086	A	19910718		
AU 648960	B	19940505	AU 199186267	A	19910718	199423	E
NZ 238652	A	19940325	NZ 238652	A	19910621	199426	E
GB 2261349	B	19941019	WO 1991US5086	A	19910718	199439	E
			GB 199226465	A	19921218		
CA 2087615	C	19990202	CA 2087615	A	19910718	199916	E
KR 123945	B1	19971201	WO 1991US5086	A	19910718	199951	E
			KR 1993700103	A	19930115		
CN 1039762	C	19980909	CN 1991105012	A	19910720	200457	E

Priority Applications (no., kind, date): US 1990556103 A 19900720

Patent Details

Patent Number	Kind	Lan	Pgs	Draw	Filing Notes	
WO 1992002088	A	EN				
National Designated States,Original	AU CA GB JP KR					
AU 199186267	A	EN			PCT Application	WO 1991US5086
					Based on OPI patent	WO 1992002088
GB 2261349	A	EN			PCT Application	WO 1991US5086
					Based on OPI patent	WO 1992002088
JP 6501139	W	JA			PCT Application	WO 1991US5086
					Based on OPI patent	WO 1992002088
AU 648960	B	EN			Previously issued patent	AU 9186267
					Based on OPI patent	WO 1992002088
NZ 238652	A	EN				
GB 2261349	B	EN			PCT Application	WO 1991US5086
					Based on OPI patent	WO 1992002088

CA 2087615	C	EN				
KR 123945	B1	KO			PCT Application	WO 1991US5086

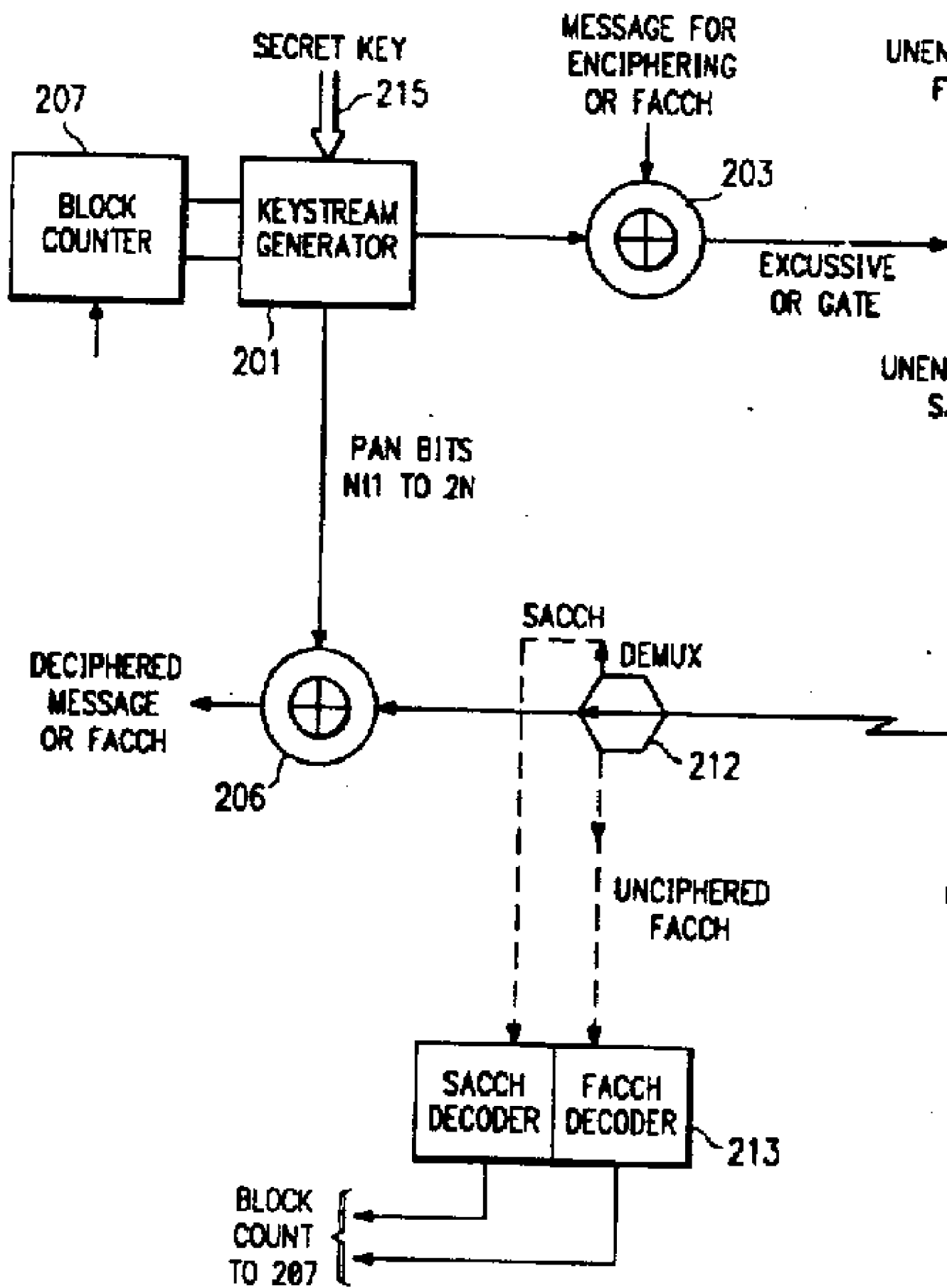
Alerting Abstract US A

The system for the synchronisation of encryption and decryption in a duplex cellular radio system switches an encrypted call from one cell to another. At the instant of handoff, a rapid first resynchronisation device temporarily seizes the voice channel in one direction only and transmits synchronisation information in such one direction. The first resynchronisation device ceases to transmit the synchronisation information and releases such one direction of the voice channel as soon as an indicator of successful resynchronisation is detected in the other direction. Transmission of speech traffic in such one direction is then resumed after such detection of successful resynchronisation.

An upper limit is set on the length of time which the first rapid synchronisation device may cease such one direction. After such timeout, resynchronisation information may be provided by a second resynchronisation device at a slower rate through a slow rate control channel bit stream which is multiplexed with the traffic data.

ADVANTAGE - Avoid occupying one direction with continuous transmission of synchronisation information in event successful resynchronisation has occurred but has not been detected due to faulty transmission in othe direction. @(16pp Dwg.No.4/4)@

Main Drawing Sheet(s) or Clipped Structure(s)



Title Terms /Index Terms/Additional Words: DATA; COMMUNICATE; ENCRYPTION; SYNCHRONISATION; CELLULAR; RADIO; RAPID; RESYNCHRONISATION; MOBILE; STATION ; NEW; BASE; HAND; ENSURE; FAIL

Class Codes

International Patent Classification					
IPC	Class Level	Scope	Position	Status	Version Date
H04Q-007/04			Main		"Version 7"
H04B-007/26; H04L-009/10			Secondary		"Version 7"
H04L-0009/00	A	I	L	R	20060101
H04L-0009/12	A	I		R	20060101
H04W-0012/00	A	I		R	20090101
H04L-0009/00	C	I	L	R	20060101
H04L-0009/12	C	I		R	20060101
H04W-0012/00	C	I		R	20090101

ECLA: H04L-009/12, H04Q-007/38S, H04W-012/02

ICO: T04Q-007:38H

US Classification, Current Main: 380-272000; Secondary: 380-043000, 380-260000, 380-274000, 455-438000

US Classification, Issued: 38048, 37959, 37960, 38043, 38049, 45533.2

File Segment: EPI;

DWPI Class: W01; W02

Manual Codes (EPI/S-X): W01-A04; W01-A05A; W01-B05A1A; W02-C03C1A

Original Publication Data by Authority

Australia

Publication No. AU 648960 B (Update 199423 E)

Publication Date: 19940505

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)

Inventor: DENT P W

Language: EN

Application: AU 199186267 A 19910718 (Local application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Related Publication: AU 9186267 A (Previously issued patent)

WO 1992002088 A (Based on OPI patent)

Original IPC: H04L-7/00(A) H04L-9/00(B)

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-

12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)
Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02
Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Publication No. AU 199186267 A (Update 199222 E)
Publication Date: 19920218
Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)
ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)
Inventor: DENT P W
Language: EN
Application: AU 199186267 A 19910718 (Local application)
WO 1991US5086 A 19910718 (PCT Application)
Priority: US 1990556103 A 19900720
Related Publication: WO 1992002088 A (Based on OPI patent)
Original IPC: H04L-9/00(A)
Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-
9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-
9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-
12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)
Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02
Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Canada

Publication No. CA 2087615 C (Update 199916 E)
Publication Date: 19990202
Assignee: ERICSSON INC (TELF)
Inventor: DENT P W
Language: EN
Application: CA 2087615 A 19910718 (Local application)
Priority: US 1990556103 A 19900720
Original IPC: H04L-9/14(A) H04Q-7/22(B) H04Q-7/38(B)
Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-
9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-
9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-
12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)
Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02
Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

China

Publication No. CN 1039762 C (Update 200457 E)
Publication Date: 19980909
Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS INC; US (TELF)
Language: ZH
Application: CN 1991105012 A 19910720 (Local application)
Priority: US 1990556103 A 19900720

Original IPC: H04L-7/04(A)

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Publication No. CN 1058499 A (Update 199241 E)

Publication Date: 19920205

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS; US (TELF)

Inventor: DENT P

Language: ZH

Application: CN 1991105012 A 19910720 (Local application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Original IPC: H04B-7/26(A) H04L-7/04(B) H04Q-7/00(B)

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20060101,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Great Britain

Publication No. GB 2261349 A (Update 199319 E)

Publication Date: 19930512

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)

Language: EN

Application: WO 1991US5086 A 19910718 (PCT Application)

GB 199226465 A 19921218 (Local application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Related Publication: WO 1992002088 A (Based on OPI patent)

Original IPC: H04L-9/12(A)

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Claim: The system for the synchronisation of encryption and decryption in a duplex cellular radio system switches an encrypted call from one cell to another. At the instant of handoff, a rapid first resynchronisation device temporarily seizes the voice channel in one direction only and transmits synchronisation information in such one direction. The first resynchronisation device ceases to transmit the synchronisation information and releases such one direction of the voice channel as soon as an indicator of successful resynchronisation is detected in the other direction. Transmission of speech traffic in such one direction is then resumed after such detection of successful resynchronisation.

An upper limit is set on the length of time which the first rapid synchronisation device may cease such one direction. After such timeout, resynchronisation information may be provided by a second resynchronisation device at a slower rate through a slow rate control channel bit stream which is multiplexed with the traffic data.

Publication No. GB 2261349 B (Update 199439 E)

Publication Date: 19941019

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)

Inventor: DENT P W

Language: EN

Application: WO 1991US5086 A 19910718 (PCT Application)

GB 199226465 A 19921218 (Local application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Related Publication: WO 1992002088 A (Based on OPI patent)

Original IPC: H04L-9/12(A)

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-

9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-

9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-

12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Claim: In a duplex communication system employing cryptographically encoded data within a digital cellular telecommunication network, a method which comprises: generating in a first base station within said network a first pseudo-random key stream of bits in accordance with an algorithm; combining in said first base station bits of said first key stream with a stream of data bits carrying communications information to be sent from said first base station to a mobile station to cryptographically encode said data stream and with a stream of cryptographically encoded data received from said mobile station to decode said data into communications information; generating in said mobile station a second pseudo-random key stream of bits in accordance with said algorithm; combining in said mobile station bits of said second key stream with a stream of data bits carrying communications information to be sent from said mobile station to said first base station to cryptographically encode said data stream and with a stream of cryptographically encoded data received from said first base station to decode said data into communications information; transmitting cryptographically encoded data on a high data rate message channel from said first base station to said mobile station and from said mobile station to said first base section; periodically transmitting synchronization information on a low data rate control channel from said first base station to said mobile station to synchronize said first and second key streams with one another; sending a command from said first base station to said mobile station indicative of a handoff of said mobile station to a second base station; generating in said second base station a third pseudo-random key stream of bits in accordance with said algorithm; transmitting for a selected period of time in response to said handoff command uncryptographically encoded synchronization information on a high data rate control channel from said second base station to said mobile station to synchronize said second and third key streams with one another; periodically transmitting synchronization information on a low data rate control channel from said second base station to said mobile station to synchronize said second and third key streams with one another; searching within said mobile station for synchronization information from said second base station on either said high data rate control channel or said low data rate control channel and, upon the detection of either, synchronizing said second pseudo-random key stream of said mobile station with said third pseudo-random keystream of said second base station; interrupting the transmission of uncryptographically encoded

synchronization information on said high data rate control channel from said second base station to said mobile station and beginning the transmission of cryptographically encoded data on a high data rate message channel in response to either the receipt by said second base station of correctly decodable cryptographically encoded data from said mobile station or the expiration of said selected period of time.

Japan

Publication No. JP 6501139 W (Update 199410 E)

Publication Date: 19940203

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)

Language: JA

Application: JP 1991516019 A 19910718 (Local application)

WO 1991US5086 A 19910718 (PCT Application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Related Publication: WO 1992002088 A (Based on OPI patent)

Original IPC: H04Q-7/04(A) H04B-7/26(B) H04L-9/00(B) H04L-9/10(B)

Current IPC: H04Q-7/04(A) H04B-7/26(B) H04L-9/00(B) H04L-9/10(B)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Korea

Publication No. KR 123945 B1 (Update 199951 E)

Publication Date: 19971201

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS INC; US (TELF)

Language: KO

Application: WO 1991US5086 A 19910718 (PCT Application)

KR 1993700103 A 19930115 (Local application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Original IPC: H04L-9/02(A)

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-

9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

New Zealand

Publication No. NZ 238652 A (Update 199426 E)

Publication Date: 19940325

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS (TELF)

Inventor: DENT P W

Language: EN

Application: NZ 238652 A 19910621 (Local application)
Priority: US 1990556103 A 19900720
Original IPC: H04L-9/16(A)
Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)
Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02
Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

United States

Publication No. US 5081679 A (Update 199206 B)
Publication Date: 19920114
Resynchronization of encryption systems upon handoff
Assignee: Ericsson GE Mobile Communications Holding Inc. (TELF)
Inventor: Dent, Paul, SE
Agent: Johnson & Gibbs
Language: EN
Application: US 1990556103 A 19900720 (Local application)
Original IPC: H04L-9/02
Current IPC: H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)
Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S H04W-12/02
Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H
Current US Class (main): 380-272000
Current US Class (secondary): 380-043000 380-260000 380-274000 455-438000
Original US Class (main): 38048
Original US Class (secondary): 37959 37960 38043 38049 45533.2
Original Abstract: A system for the synchronization of encryption and decryption in a duplex cellular radio system in which an encrypted call may be switched from one cell to another. At the instant of handoff, a rapid first resynchronization means temporarily seizes the voice channel in one direction only and transmits synchronization information in such one direction. The first resynchronization means ceases to transmit the synchronization information and releases such one direction of the voice channel as soon as an indicator of successful resynchronization is detected in the other direction. Transmission of speech traffic in such one direction is then resumed after such detection of successful resynchronization. To avoid occupying such one direction with continuous transmission of the synchronization information in the event successful resynchronization has occurred but has not been detected due to faulty transmission in the other direction, an upper limit is set on the length of time which the first rapid synchronization means may cease such one direction. After such timeout, resynchronization information may be provided by a second resynchronization means at a slower rate through a slow rate control channel bit stream which is multiplexed with the traffic data.

WIPO

Publication No. **WO 1992002088 A (Update 199208 E)**

Publication Date: 19920206

RESYNCHRONIZATION OF ENCRYPTION SYSTEMS UPON HANDOFF

Assignee: ERICSSON GE MOBILE COMMUNICATIONS HOLDING INC., US

Inventor: DENT, PAUL, WILKINSON, SE

Language: EN

Application: WO 1991US5086 A 19910718 (Local application)

Priority: US 1990556103 A 19900720

Designated States: (National Original) AU CA GB JP KR

Original IPC: H04L-9/00

Current IPC: H04L-9/00(R,A,I,M,JP,20060101,20051220,A,L) H04L-9/00(R,I,M,JP,20060101,20051220,C,L) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,A) H04L-9/12(R,I,M,EP,20060101,20051008,C) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,A) H04W-12/00(R,I,M,EP,20090101,20090105,C)

Current ECLA class: H04L-9/12 H04Q-7/38S

Current ECLA ICO class: T04Q-7:38H

Original Abstract: A system for the synchronization of encryption (203, 206) and decryption (204, 205) in a duplex cellular radio system in which an encrypted call (203, 206) may be switched from one cell to another. At the instant of handoff, a rapid first resynchronization means temporarily seizes the voice channel in one direction only and transmits synchronization information in such one direction. The first resynchronization means ceases to transmit the synchronization information and releases such one direction of the voice channel as soon as an indicator of successful resynchronization is detected in the other direction. Transmission of speech traffic in such one direction is then resumed after such detection of successful resynchronization. To avoid occupying such one direction with continuous transmission of the synchronization information in the event successful resynchronization has occurred but has not been detected due to faulty transmission in the other direction, an upper limit is set on the length of time which the first rapid synchronization means may cease such one direction. After such timeout, resynchronization information may be provided by a second resynchronization means at a slower rate through a slow rate control channel bit stream which is multiplexed (209 & 211) with the traffic data.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平6-501139

第7部門第3区分

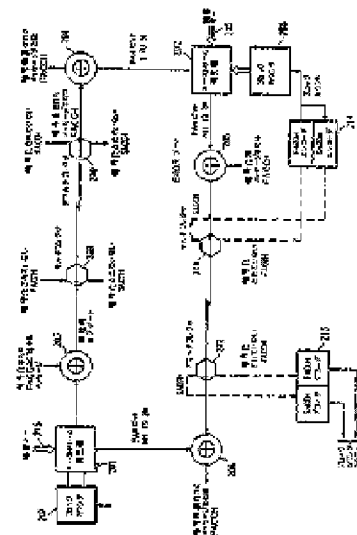
(43) 公表日 平成6年(1994)2月3日

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	序内整理番号	F I
H 0 4 Q 7/04	K	7304-5K	
H 0 4 B 7/26	1 0 8	A 7304-5K	
H 0 4 L 9/00			
	9/10		
	7117-5K	H 0 4 L 9/00	Z
審査請求 有 予備審査請求 有 (全 22 頁) 最終頁に続く			
(21) 出願番号	特願平3-516019	(71) 出願人	エリクソン ジーイー モービル コミュニケーションズ インコーポレイテッド
(86) (22) 出願日	平成3年(1991)7月18日		アメリカ合衆国22709 ノース カロライナ州 リサーチ トライアングル パーク, トライアングル ドライブ 1, ビー, オー, ボックス 13969
(85) 翻訳文提出日	平成5年(1993)1月19日	(72) 発明者	デント, ボール, ウィルキンソン
(86) 国際出願番号	P C T / U S 9 1 / 0 5 0 5 5		スウェーデン国エス - 240 36 ステハグ, ステハグス プラストガールド
(87) 国際公開番号	W O 9 2 / 0 2 0 8 8		(発明なし)
(88) 国際公開日	平成4年(1992)2月6日	(74) 代理人	井理士 浅村 皓 (外3名)
(31) 優先権主張番号	5 5 5, 1 0 3		
(32) 優先日	1990年7月20日		
(33) 優先権主張国	米 国 (U S)		
(81) 指定国	A U, C A, G B, J P, K R		

(54) 【発明の名称】 ハンドオフ時における暗号化システムの再同期

(57) 【要約】

暗号化された通話(202、206)を1つのセルから別のものに切り換えることができる、二重セルラ無線システムにおける暗号化(202、206)と暗号解読(204、208)の同期のための方法。ハンドオフの場合、迅速第1再同期手段が、一方の音声チャンネルのみを中止し、このような一方に同期情報を送信する。成功した再同期の指示が他方向において検出されるとすぐに、第1再同期手段は同期情報の送信を中止し、そして音声チャンネルのそのような一方を開放する。このような成功した再同期の検出後、そのような一方のスピーチトラフィックの送信が再開される。成功した再同期が行なわれたが他方向への送信不良によって検出されていない場合に、このような一方を同期情報の連続送信で占領してしまうことを回避するために、上限が、第1迅速再同期手段がそのような一方を中止する時間長に、設定される。このようなタイムアウトの後、再同期情報が、第2の再同期手段によって、より遅い速度で、トラフィックデータと多重化される(209及び211)低速制御チャンネルのビットストリームを通じて、与えられる。



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-069431

(43)Date of publication of application : 09.03.1999

(51)Int.Cl.	H04Q 7/36	H04Q 7/38	H04J 3/00
	H04J 3/16		

(21)Application number : 09-230716

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 27.08.1997

(72)Inventor : TAKE KEIJIRO
ITO SHUJI

(54) TDMA VARIABLE SLOT ALLOCATION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To quickly cope with fluctuation traffic from a mobile equipment by securing a fixed slot, securing a variable slot when a free slot is present in the variable slot, reporting a secured result to the mobile equipment and processing the data of both fixed and variable slots from the corresponding mobile equipment.

SOLUTION: The mobile equipment requests calling to a base station by using an incoming control channel, adds quality information requested by the mobile equipment to a calling request message and transmits it. The base station receives it, and when a calculated minimum required slot number (N_s) can be allocated from a free portion within one frame, allocates it to the mobile equipment as a fixed allocation slot. Also, from the maximum transmission speed of the quality information inside the calling message, a maximum slot number (N_r) used in one frame by the mobile equipment is calculated. In the case that the maximum slot number can be allocated by the free slots of the variable slots, ($N_r - N_s$) pieces of the slots are allocated to the mobile equipment as allocation changeable slots.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-041159

(43) Date of publication of application : 12.02.1999

(51)Int.Cl.

H04B 7/15

H04B 1/10

H04J 1/00

(21)Application number : 09-190067

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 15.07.1997

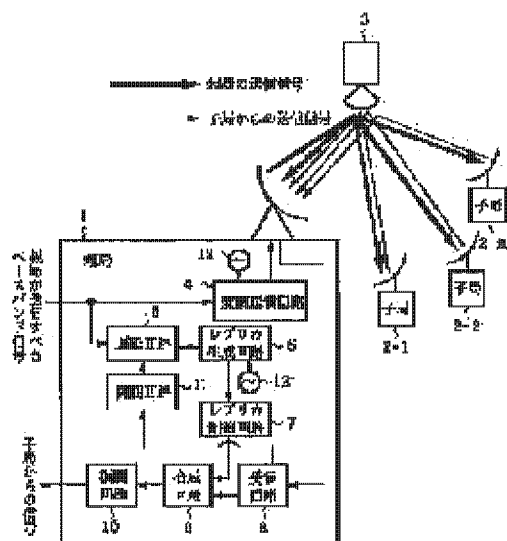
(72)Inventor : SUGIYAMA TAKATOSHI
UMEHIRA MASAHIRO
KAZAMA HIROSHI

(54) COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To efficiently remove interference without deteriorating the transmission quality of a signal from a slave station by branching and delaying a base band signal to be used at the time of transmission, and generating the replica of the transmission signal of a master station without any error.

SOLUTION: A master station 1 is provided with a replica generating circuit 6 for generating the transmission signal replica of its own station. Then, a synthesizing circuit 9 anti-phase synthesizes the replica of the transmission signal of its own station with a signal received by a receiving circuit 8, eliminates the transmission signal of its own station, and extracts the transmission signals of slave stations 2-1 to 2-n. This master station 1 is provided with a delay circuit 5 as a means for delaying a base band signal outputted to the modulation input of



its own station, and the replica generating circuit 6 generates the replica of the transmission of the master station 1 from the output signal of the delay circuit 5. Moreover, this master station 1 includes a synchronizing circuit 11 as a means for reading the signal delayed by the delay circuit 5 synchronously with the output of the receiving circuit 8.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-044930

(43)Date of publication of application : 16.02.2001

(51)Int.Cl.

H04B 7/26

H04B 3/46

(21)Application number : 11-216314

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 30.07.1999

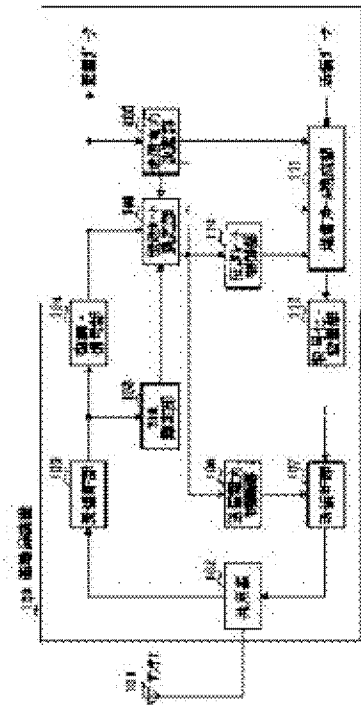
(72)Inventor : SHOJI TAKAHIRO
KAMI TOYOKI
KATO OSAMU

(54) DEVICE AND METHOD FOR RADIO COMMUNICATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To perform radio communication at a transmission rate meeting desired communication quality in accordance with propagation path loss by considering the entire line capacity of a service area.

SOLUTION: A transmission power deciding part 105 decides a transmission power value in the communication with a self-station so as not to be interference with the communication with another station on the basis of a transmission power value in the communication with the other station, an SIR measuring part 103 measures SIR (desired wave-to-interference potential power ratio) about a known reference signal in a received signal, and a transmission rate deciding part 109 decides a transmission rate value meeting desired communication quality according to the decided transmission power value and the measured SIR value.



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **11-163823**

(43)Date of publication of application : **18.06.1999**

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : **09-325047**

(71)Applicant : **VICTOR CO OF JAPAN LTD**

(22)Date of filing : **26.11.1997**

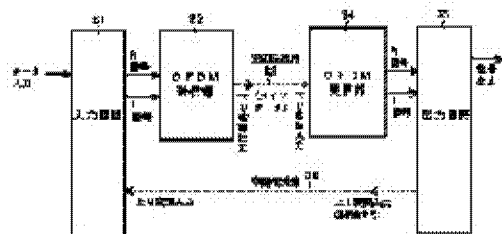
(72)Inventor : **HAYASHIYAMA TAKUMI**

(54) ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL TRANSMISSION METHOD, TRANSMITTER AND RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an orthogonal frequency division multiplex signal transmission method by which much more information signals are sent accordingly even when a reception state is change and to provide a transmitter and a receiver.

SOLUTION: An input circuit 31 selects any of a plurality of error correction coding circuits and a plurality of trellis coding circuits for input data to apply double error correction, conducts modulation mapping, synthesizes frames of ID and reference signals denoting a selected rate and provides outputs of R and I signals. An output circuit 35 uses the ID signal decoded from the frame based on the received demodulated R and I signals, conducts demodulation due-mapping, Viterbi decoding and error correction to provide an output of decoded data and also discriminates the reception status based on the S/N of the



decoded reference signal and generates a control signal that designates a rate of the transmitter side by which much more data amounts are set depending on the reception status and transmits the control signal.

P u b l i c a t i o n n u m b e r :

10-209956

RADIO PACKET COMMUNICATION METHOD

NOTICES *

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1]Between a base transceiver station and two or more radio packet terminals of this base transceiver station subordinate, Perform wireless packet communication using common packet channels, and said packet channels are slot-ized, A going-down slot which takes a frame structure which summarizes two or more continuous slots and is made into one frame, and transmits a packet to said radio

packet terminal from said base transceiver station further, Within said frame, by time sharing, a going-up slot which transmits a packet to said base transceiver station applies 1 wave replying method by which multiplex is carried out, and it from said radio packet terminal said radio packet terminal, Perform random access by said going-up slot, and a packet in a radio packet communication method which transmits said base transceiver station, Report empty slot information which directs said going-up slot usable to packet communication with a slot getting down for every slot or every constant period, and said radio packet terminal, Before performing random access, said empty slot information reported is received, Just before transmitting by a going-up slot which chose at random a going-up slot used for this random access, and this chose it after that from going-up slots directed for this empty slot information, said empty slot information is received again, A radio packet communication method characterized by performing transmission of this packet after checking that the going-up slot concerned is in a usable state succeedingly.

[Claim 2]Between a base transceiver station and two or more radio packet terminals of this base transceiver station subordinate, Perform wireless packet communication using common packet channels, and said packet channels are slot-ized, A going-down slot which takes a frame structure which summarizes two or more continuous slots and is made into one frame, and transmits a packet to said radio

packet terminal from said base transceiver station further, Within said frame, by time sharing, a going-up slot which transmits a packet to said base transceiver station applies 1 wave replying method by which multiplex is carried out, and it from said radio packet terminal said radio packet terminal, Perform random access by said going-up slot, and a packet in a radio packet communication method which transmits said base transceiver station, In said going-down slot, report said empty slot information for every constant period, and said radio packet terminal, Before performing random access, said empty slot information reported is received, Transmit this packet by a going-up slot which chose at random a going-up slot used for this random access, and this chose it after that from going-up slots directed for this empty slot information, and. When a packet call or a circuit-switched call accompanied by slot allocation newly generates said base transceiver station, A radio packet communication method characterized by suspending assignment of a slot over packet call concerned or a circuit-switched call until it reports said empty slot information for which change accompanying slot allocation to packet call concerned or a circuit-switched call was made.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the access method at the time of a TDMA-TDD (Time-Division-Multiplexing and 1 wave replying method) radio communications system performing packet communication.

[0002]

[Description of the Prior Art]

****1. Conventional technology 1 (general random access)**

In the case where wireless packet communication is performed between a base transceiver station and two or more radio packet terminals, by the usual random access by this radio packet terminal, when a transmitting packet occurs, access of a up to [a channel] is started instantly. The example of an ICMA (Idle signal Casting Multiple Access) method of operation is shown in drawing 13. It gets down, and in a channel (12-1), when the operating condition of an uphill channel (12-2) is shown by the Busy/Idle signal (12-3), and is in use and Busy is vacant, Idle is reported by this method. A radio packet terminal performs random access by the next going-up channel, when it gets down immediately, a channel receives a control signal (Busy/Idle signal) and the Idle signal is reported, if an uphill packet occurs.

[0003]**2. Conventional technology 2 (TDD ALOHA reserving system)

As shown in drawing 14, it gets down and the frame of this method serves as two or more slots for uphill control (13-2) from the slot for control (13-3), and the slot for data transfer (13-4) used for the packet transfer to both directions. In this method, the radio packet terminal which tries to transmit, First, the base transceiver station which transmitted the reservation signal (13-7) by the slot for uphill control, and received this, In consideration of the existence of other going-up packets and a going-down packet, the slot for data transfer is assigned, it gets down and the quota information on the slot for data transfer (13-8) is notified to each radio packet terminal by the slot for control. The radio packet terminal which has transmitted the reservation signal is the timing shown using this slot allocation information, and transmits an uphill packet (13-9). In this method, it is dynamically controlled about going up / distribution from which it gets down. The radio packet terminal synchronizes with the TDD frame.

Random access (slottedALOHA) is performed by the slot chosen from two or more slots for uphill control at random.

[0004]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]By the way, in the conventional radio packet communication method mentioned above, when like going up and going down of TDD

are intermingled in one frame and it tries to perform immediate transmission like the conventional technology 1, it gets down and there is a problem that a reservation signal concentrates on the going-up slot immediately after a period. As a result, the collision rate of this slot becomes large and there is a problem that the throughput as the whole will fall.

[0005]On the other hand, in the conventional technology 2, since the slot which can carry out random access goes up and it is assigned fixed within the frame as a slot for control, each radio packet terminal can choose the slot to access at random by synchronizing with a frame. However, to the packet generated from it being necessary to secure the slot for control periodically at random, channel efficiency becomes small. It is difficult to share the channel with a circuit-switched call or other cells, and to secure the slot for control enough in the system that an empty slot is dynamically assigned according to traffic.

[0006]The purpose of this invention is to provide the allocation method of the packet channels which solved the above point.

[0007]

[Means for Solving the Problem]In order to solve a technical problem described for the foregoing paragraph, in a slot, get down in this invention, report periodically a number of a slot by random access which can be transmitted, and a radio packet terminal,

When a transmitting packet occurs, after receiving this reporting signal and choosing a slot at random out of an accessible going-up slot, it is characterized [main] by performing random access by this slot (claim 1). As a result, concentration to a specific slot of going-up access load resulting from composition of TDD is prevented like [it is at the packet generating time and / at the time of performing ** random access], and it becomes possible to make it distribute uniformly. By the way, a radio packet terminal makes a packet delayed when a transmission slot is chosen at random like claim 1 in order to transmit by a selected slot. For this reason, a packet call or a circuit-switched call accompanied by another slot allocation interrupts in this time delay, and there is a possibility that the slot concerned may already have become under use at the time of packet transmission. Therefore, each radio packet terminal needs to check again that it is usable in this slot, just before transmitting by a selected slot. Since this complicates access operation, and it is necessary to get down and it needs to check a signal twice, it may become a factor which lowers success percentage of access in radio especially with low reliability. Then, when a new packet call or a circuit-switched call occurs, a base transceiver station, Until it reports said empty slot information for which change of information content accompanying slot allocation to packet call concerned or a circuit-switched call was made to each radio packet terminal, Assignment of a slot over packet call concerned or a circuit-switched

call was suspended (claim 2), and access of a radio packet terminal to a once reported empty slot is guaranteed. Thereby, since a check of empty slot information can also be managed at once, access operation is simplified and it is effective in lowering a rate of access non completion by a transmission error.

[0008]

[Embodiment of the Invention]

**1. Describe a 1st embodiment of this invention with reference to a 1st less than embodiment and a drawing. The example [in / for the system configuration example in this embodiment / to drawing 1 / this embodiment] of a channel configuration is shown in drawing 2. As shown in drawing 1, the system of this embodiment consists of two or more radio packet terminals (1-2) which exist in the wireless zone (1-4) which a base transceiver station (1-1) and this base transceiver station form, and a line switching terminal (1-3).

[0009]As shown in drawing 2, the radio channel of this embodiment has four-channel TDMA-TDD composition symmetrical with the upper and lower sides, and it bundles one or more slots (2-3) which are not used for the circuit-switched call, and they are used for it as packet channels. In drawing 2, a slot (2-4) is a slot currently used for the circuit-switched call 1. On packet channels, by getting down, although continuous transmission of the channel (2-1) is carried out from a base transceiver station, only

when a packet generates an uphill channel (2-2), a signal is transmitted, and packet multiplexing of the signal of two or more radio packet terminals is carried out.

[0010]According to this embodiment, when a circuit-switched call occurs, there is no empty slot and packet channels are set up, one of the slots of packet channels is released, and it assigns a circuit-switched call. By drawing 2, although the slots 0, 1, and 3 were used as packet channels at first, signs that the slot 1 is assigned after that as a communication slot (2-7) of the circuit-switched call 2 which has interrupted, and the remaining slots 0 and 3 serve as packet channels as a result are shown. Thus, in this embodiment, a slot is assigned with the priority to a circuit-switched call, and suppose that the slot which is not used for the line switching is used as packet channels.

[0011]Next, the example of transmission of the going-up packet in this embodiment is shown in drawing 3. Here, the slot 1 is used as a slot for the circuit-switched calls 1 (3-4), and the remaining slots are set up as an object for packets (3-3). Empty slot information (3-8) is given to each going-down slot, and the number of an usable slot is reported to the random access of the present packet (here, the slots 0, 2, and 3 are empty slots).

[0012]The radio packet terminal which send data produced chooses at random the slot which a local station uses from the arbitrary empty slot information which gets

down, receives a slot and is reported there. In drawing 3, during the frame $F=1$, the radio packet terminal which the going-up packet 1 generated receives the slot 0 of a next frame (frame $F=2$), and goes up as a slot to access, the slot 2 is chosen, and random access is performed. Similarly, in the frame $F=4$, the frame $F=4$ got down, and the radio packet terminal which the going-up packet 2 generated received the slot 3, and has chosen the slot 2 as an access slot. Here, since control delay sufficient in the going-up slot 2 (namely, going-up slot 2 of the frame $F=4$) immediately after access slot selection is not securable, it supposes that transmission is impossible, and it is supposed that it transmits by the slot 2 of a next frame (frame $F=5$).

[0013] On the other hand, apart from this, if the circuit-switched call 2 occurs during the frame $F=4$, a base transceiver station will be assigned to the circuit-switched call 2 by using the up-and-down slot 2 after the frame $F=5$ as the slot for the circuit-switched calls 2 (3-7). thereby -- the empty slot information on each going-down slot reports (0, 3) for (0, 2, 3) as an empty slot to the slot 1 of the frame $F=5$ after the slot 2 of the frame. Therefore, during the frame $F=5$, get down and the empty slot information on the slot 2 is referred to just before transmission, The radio packet terminal which checked that the slot 2 was deleted from empty slot information interrupts transmission by the slot 2 of the frame $F=5$, and tries access again after random delay.

[0014]Thus, in order for the radio packet terminal which the going-up packet 2 generated to interrupt the send action in the slot 2 of the frame $F=5$, it is necessary to check again the empty slot information on the going-down slot corresponding to just before transmission. therefore, a radio packet terminal -- ** -- the slot of which ** selection was done in order to obtain an accessible slot number -- on the way -- it is necessary to receive empty slot information twice [a total of] for being unable to come out, and being unable to use it or checking just before transmission

[0015]Next, the example of the base transceiver station by this embodiment and a radio packet terminal of operation is explained. The operation flow of the radio packet terminal in this embodiment is shown in drawing 4. The empty slot information which the radio packet terminal which the transmitting packet generated gets down first, and is reported by the slot is received (Step 6-2). When there is an accessible empty slot here, (Step 6-3) and the going-up slot which a local station uses for access from the inside are chosen at random (Step 6-4). Then, empty slot information is again checked to the selected slot just before waiting (Step 6-5) and transmission (Step 6-6), the case where the succeedingly selected transmission slot is idle status -- transmission of a packet -- carrying out (Step 6-8) -- when already occupied by other communications, it returns to Step 6-3 again, and selection of a slot is redone.

[0016]Next, the operation flow of the base transceiver station in this embodiment is

shown in drawing 5. When it gets down from a base transceiver station, the slot has always reported empty slot information (Step 7-2) and a circuit-switched call occurs (Step 7-3). It judges whether the slot currently assigned to packets exists (Step 7-6), and it becomes call loss, when all are assigned to the line switching and an assignable slot does not exist (Step 7-7). On the other hand, when the slot for packets which can be assigned to a line switching exists, one of them is diverted to line switchings. after choosing the slot diverted to some other purpose (Step 7-8), the slot for packets concerned is released (Step 7-9), the slot is assigned to a circuit-switched call (Step 7-11), simultaneously empty slot information is changed into it (Step 7-10). Contrary to this, when a circuit-switched call is completed (Step 7-4), the slot which was being used for the starting communication is diverted to packet communication (Step 7-5), and empty slot information is changed (Step 7-10).

[0017]**2. Describe a 2nd embodiment, next a 2nd embodiment of this invention. The system configuration example and the example of a channel configuration in this embodiment are the same as a 1st embodiment (refer to drawing 1 and drawing 2). The example of transmission of the going-up packet in this embodiment is shown in drawing 6. Here, the slot 1 is used as a slot for the circuit-switched calls 1 (4-4) like drawing 3. Empty slot information (4-8) is reported by only the slot 0 of each frame, and each radio packet terminal has always received this slot.

[0018]After the frame $F=2$ gets down and the radio packet terminal which was gone up during the frame $F=1$ and the packet 1 generated acquires empty slot information from the slot 0, it is performing random access with the frame $F=2$ by choosing the going-up slot 2. After the next frame $F=5$ gets down and the radio packet terminal which similarly was gone up during the frame $F=4$ and the packet 2 generated acquires empty slot information from the slot 0, it is performing random access by the going-up slot 2 of the frame $F=5$.

[0019]By the way, simultaneously with generating of the going-up packet 2, the circuit-switched call 2 has occurred in the frame $F=4$. In such a case, although slot allocation was preferentially performed to this circuit-switched call 2 at a 1st embodiment with the frame (frame $F=5$) immediately after circuit-switched call 2 generating, assignment with the frame (frame $F=5$) immediately after generating is suspended in this embodiment. This is because it becomes after the slot $F=6$ that the empty slot information in consideration of this slot allocation can be reported. Therefore, with the frame $F=6$, it got down and the going-up slot 0 is deleted from empty slot information in the empty slot information on the slot 0 at the same time it uses the slot 0 as the slot for the circuit-switched calls 2 (4-7). Thereby, in this embodiment, if it is in the same frame, access to the slot directed for empty slot information will be guaranteed, and a radio packet terminal gets down before

transmission, and should just receive a slot once.

[0020]The operation flow of the radio packet terminal in this embodiment is shown in drawing 7. The differences with a 1st embodiment (drawing 4) are that the judgment (Step 8-2) for choosing the slot 0 it is reported that empty slot information is was added, and that reconfirmation (step 6-6,6-of drawing 4 7) of the empty slot in front of transmission is deleted.

[0021]The operation flow of the base transceiver station in this embodiment is shown in drawing 8. The main differences with a 1st embodiment (drawing 5) Empty slot information information (Step 9-3), Release (Step 9-5) of the slot for packets for assigning a circuit-switched call and the assignment (Step 9-6) to a circuit-switched call are the points performed considering the slot 0 as an opportunity (Step 9-2). Thereby, the slot allocation to the circuit-switched call received to timing other than slot 0 is suspended until the empty slot information for which change of information content accompanying the slot allocation to the call concerned was made is reported.

[0022]As mentioned above, although the embodiment of this invention has been explained in full detail with reference to drawings, concrete composition is not restricted to this embodiment, and even if there are change etc. of a design of the range which does not deviate from the gist of this invention, it is included in this invention.

[0023]

[Example]Next, the concrete example of an embodiment mentioned above is described. In this example, the system configuration which excluded the line switching terminal (1-3) from drawing 1 is used. Although the circuit-switched call was assumed in the embodiment mentioned above as communication which interrupts, the case where the packet signal itself interrupts is considered by this example. A packet shall be transmitted in this example, using two or more slots continuously. Random access is performed only by a top slot and a base transceiver station decides to assign the slot used for transmission based on the information on the packet of the head received by random access to following data.

[0024]The example of transmission of the going-up packet in this example is shown in drawing 9. Here, the slot 3 is used as a slot for the circuit-switched calls 1 (5-4). The going-up packet 1 generated with the frame $F=1$ transmits top data by the going-up slot 2 of the frame $F=2$ with reference to the empty slot information on the slot 0 of the frame $F=2$ (5-5).

[0025]On the other hand, a base transceiver station performs the notice of quota by the slot 2 of the frame $F=3$. In this notice of quota, the slot number (0, 1, 2) used for packet transmission is shown, and a radio packet terminal transmits a packet, using this slot continuously. However, since empty slot information (0, 1, 2) is already

reported in the slot 0 of the same frame (frame $F=3$), the succession data of the packet 1 is assigned to the slot after the frame $F=4$ here.

[0026] Since empty slot information (0, 1, 2) was reported in the slot 0 of the frame $F=3$ at this time as mentioned above, in this frame $F=3$, the new packet 2 should occur, those initial data should go up, and it should be transmitted by the slot 0. In this case, a base transceiver station assigns this succession data from the slot (slot 1 of the frame $F=5$) immediately after the end of transmission of the packet 1 for the succession data transfer of the packet 2. Simultaneously, empty slot information is updated according to the quota situation of a slot after the frame $F=4$. (-) shows here that an usable slot does not exist. Although this example is a case where a 2nd embodiment is taken into consideration, realizing only using a 1st embodiment is also possible.

[0027] The operation flow of the radio packet terminal in this example is shown in drawing 10. The difference with a 2nd embodiment (drawing 7) is divided into initial data and succession data, and packet transmission a radio packet terminal, It is a point which receives the quota signal from a base transceiver station after transmitting initial data (Step 10-7) (Step 10-8), uses continuously one or two or more slots which are directed there, and transmits succession data (Step 10-11). Here, when initial data are not correctly received by collision etc. in a base transceiver station, it redoes

from empty slot information reception (Step 10-3) again after random delay (Step 10-9).

[0028]The operation flow of the base transceiver station in this example is shown in drawing 11. Here, the flow about assignment of a line switching is excluded. the going-up slot used for transmission of a succession packet when a base transceiver station performs empty slot information information by the slot 0 (Step 11-3) and initial data are received by the going-up slot for packets (Step 11-4) -- one or two or more percent person -- it guesses. When it already goes up to another packet and the slot is being assigned, it is necessary to make a succession packet transmit immediately after completing transmission of this packet here. In order to perform this, it is effective to perform scheduling of calculating the timing which specifies the length of the succession packet in initial data and to which it is made to transmit for every packet in a base transceiver station based on this information for example. In this example, a base transceiver station performs this scheduling (Step 11-5), and transmits the quota signal which specifies transmit timing (Step 11-6). Then, empty slot information is changed based on the result by which scheduling was carried out (Step 11-7). Also when all transmission of the packet under transmission is completed (Step 11-8), after changing empty slot information (Step 11-7), it returns to Step 11-2.

[0029]The theoretical calculation result at the time of applying the throughput of the

packet by this invention to four-channel TDMA-TDD is shown in drawing 12. the case where this invention is used as shown in this figure -- except for an overloaded state -- a throughput is mostly improved over the whole region. Since there is no necessity of securing the slot for random access periodically and a base transceiver station directs the slot for access dynamically according to the operating condition of a slot, channel efficiency is high, and realization is easy even when the slot is being shared with a circuit-switched call or other cells.

[0030]

[Effect of the Invention]In this invention, since it can prevent random access concentrating on the specific slot depending on the composition of TDD, there is an effect which prevents the throughput fall of the whole channel. Even when two or more slot accessing method which is this invention is used in this invention, Since what is necessary is to receive only a slot specific at the time of access and the check of empty slot information can also be managed at once, a radio packet terminal simplifies access operation and is effective in lowering the rate of access non completion by a transmission error.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is an explanatory view showing the system configuration example in a 1st embodiment and a 2nd embodiment.

[Drawing 2] It is an explanatory view showing the example of a channel configuration in a 1st embodiment and a 2nd embodiment.

[Drawing 3] It is an explanatory view showing the example of transmission of the packet in a 1st embodiment.

[Drawing 4] It is a flow chart which shows the example of the radio packet terminal in a 1st embodiment of operation.

[Drawing 5] It is a flow chart which shows the example of the base transceiver station in a 1st embodiment of operation.

[Drawing 6] It is an explanatory view showing the example of packet transfer in a 2nd embodiment.

[Drawing 7] It is a flow chart which shows the example of the radio packet terminal in a 2nd embodiment of operation.

[Drawing 8] It is a flow chart which shows the example of the base transceiver station in a 2nd embodiment of operation.

[Drawing 9] It is an explanatory view showing the example of transmission of the packet in an example.

[Drawing 10] It is a flow chart which shows the example of the radio packet terminal in an example of operation.

[Drawing 11] It is a flow chart which shows the example of the base transceiver station in an example of operation.

[Drawing 12] It is a graph which shows the improvement effect of the throughput by this invention.

[Drawing 13] It is an explanatory view showing the example of an ICMA method of operation.

[Drawing 14] It is an explanatory view showing the example of a TDD ALOHA reserving system of operation.

[Description of Notations]

1-1 A base transceiver station and 1-2 A radio packet terminal, 1-3 Line switching terminal, 1-4 Wireless zone and 2-1,3-1, 4-1,5-1 Get down and Channel, 2-2,3-2, 4-2,5-2 Uphill channel and 2-3,3-3, 4-3,5-3 The slot for packets, 2-4,3-4, 4-4,5-4 Slot for circuit-switched calls 1, and 2-7,3-7, 4-7 Slot for circuit-switched calls 2, and 3-8,4-8, 5-5 Empty slot information

[Translation done.]

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 1 241 824 A1

(12)

EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:
18.09.2002 Bulletin 2002/38

(51) Int Cl.7: **H04L 5/02**, H04L 1/00,
H04B 7/06, H04B 7/12,
H04L 1/06, H04L 1/04

(21) Application number: **01105482.2**

(22) Date of filing: **14.03.2001**

(84) Designated Contracting States:
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE TR
Designated Extension States:
AL LT LV MK RO SI

• **Sachse, Eric**
01109 Dresden (DE)
• **Wachsmann, Udo**
91126 Schwabach (DE)

(71) Applicant: **TELEFONAKTIEBOLAGET LM**
ERICSSON (publ)
126 25 Stockholm (SE)

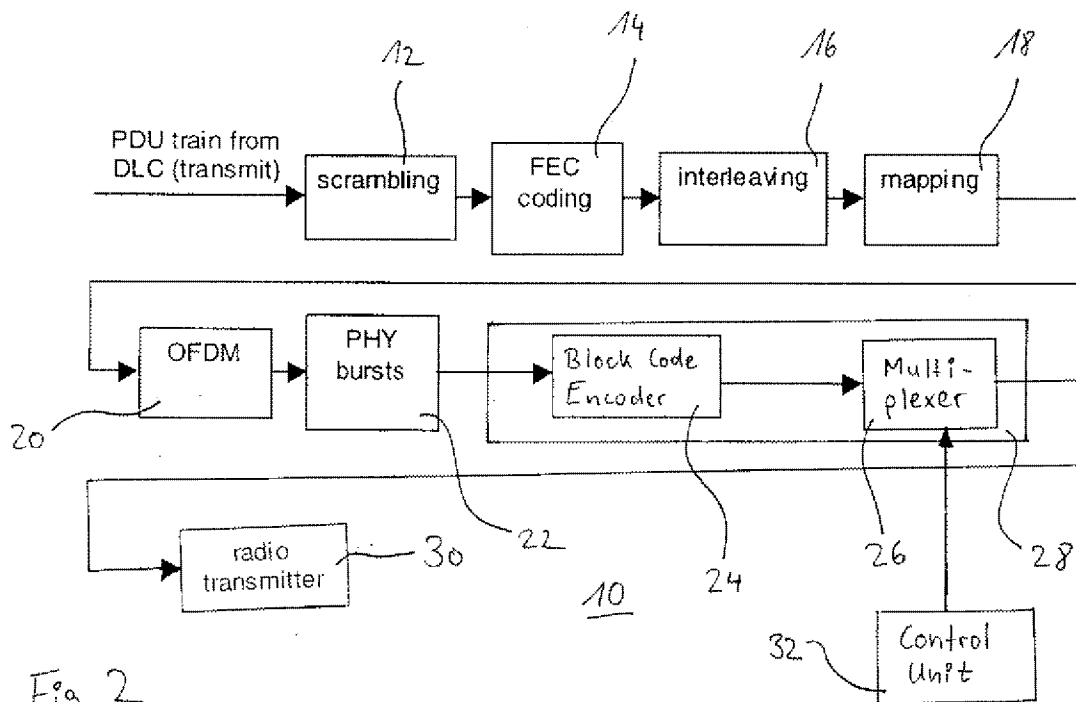
(74) Representative: **Schmalz, Günther**
Ericsson Eurolab Deutschland GmbH,
Neumeyerstrasse 50
90411 Nürnberg (DE)

(72) Inventors:
• **Pauli, Mathias**
90427 Nürnberg (DE)

(54) Multiplexing method in a multicarrier transmit diversity system

(57) The invention relates to a method of multiplexing data words in a multicarrier transmit diversity system. The method comprises the step of generating a plurality of data blocks, each data block comprising data words and each data word containing data symbols derived from a data signal, the step of determining for one

or more data blocks in dependence on at least one transmission constraint if the data words of said one or more data blocks are to be multiplexed in the time domain or in the frequency domain and the step of multiplexing the data words of the data blocks in accordance with the determination result.



Description

BACKGROUND OF THE INVENTION

5 Technical Field

[0001] The present invention relates to the field of transmit antenna diversity and in particular to a method of multiplexing data words in a multi carrier transmit diversity system. The invention also relates to a multiplexer for multiplexing a sequence of data symbols and a demultiplexer for demultiplexing a multiplexed sequence of data symbols.

10 Discussion of the Prior Art

[0002] Peak transmission rates in wireless communication systems have steadily increased during the last years. However, peak transmission rates are still limited for example due to path loss, limited spectrum availability and fading.

15 **[0003]** Transmitter diversity is a highly effective technique for combating fading in wireless communications systems. Several different transmit diversity schemes have been proposed. In Li, Y.; Chuang, J.C.; Sollenberger, N.R.: Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks, IEEE Journal on Selec. Areas, Vol. 17, No. 7, July 1999 the transmit diversity schemes of delay, permutation and space-time coding are exemplarily described. According to the delay approach, a signal is transmitted from a first transmitter antenna and signals transmitted from further transmitter antennas are delayed versions of the signal from the first transmitter antenna. In the permutation scheme, the modulated signal is transmitted from a first transmitter antenna and permutations of the modulated signal are transmitted from further transmitter antennas. By means of space-time coding a signal is encoded into several data words and each data word is transmitted from a different transmitter antenna. During transmission the data words are spread (or multiplexed) in the time domain by successively transmitting the data symbols of a data word over a single carrier frequency.

25 **[0004]** A further transmit diversity scheme for a multicarrier system is space-frequency coding. By means of space-frequency coding a signal is encoded into several data words and each data word is spread (or multiplexed) in the frequency domain by transmitting the data symbols of each data word on orthogonal frequencies, i.e. orthogonal subcarriers. An exemplary scheme for space-frequency coding is described in Mudulodu, S.; Paulraj, A.: A transmit diversity scheme for frequency selective fading channels, Proc. Globecom, San Francisco, pp. 1089-1093, Nov. 2000. According to the multicarrier system described in this paper, the data words relating to an encoded signal are preferably multiplexed in the time domain although orthogonal frequencies are available and the data words could thus also be multiplexed in the frequency domain. This is due to the fact that if multiplexing in the frequency domain is utilized the employed frequencies, i.e. subcarriers, must see the same channel, which may not always be possible in a frequency selective fading channel. However, in case the subcarriers experience the same channel, it is stated that either multiplexing in the time domain or multiplexing in the frequency domain or a combination of the two may be used. By combining multiplexing in the time domain and in the frequency domain the data symbols of a data word are simultaneously multiplexed in the time domain and in the frequency domain. This means that the data word is spread both across time and across frequencies.

35 **[0005]** Departing from the various transmit diversity schemes hitherto known there is a need for a method of multiplexing data words in a multicarrier transmit diversity system which can easily be adapted to the specifications of different wireless communications systems. There is also a need for a corresponding multiplexer and a demultiplexer.

45 BRIEF DESCRIPTION OF THE INVENTION

[0006] The existing need is satisfied by a method of multiplexing data words in a multicarrier transmit diversity system which comprises the step of generating a plurality of data blocks, each data block comprising data words and each data word containing data symbols derived from a data signal, the step of determining for one or more of the data blocks in dependence on at least one transmission constraint if the data words of said one or more data blocks are to be multiplexed in a time domain or in a frequency domain and the step of multiplexing the data words of the data blocks in accordance with the result of the determination.

50 **[0007]** The multiplexing method of the invention is not restricted to a specific transmit diversity scheme as long as the utilized transmit diversity scheme enables to generate from a data signal a plurality of data blocks having the above structure. For example, the transmit diversity schemes of block coding and of permutation allow to generate such data blocks. Preferably, the generated data blocks have the structure of a matrix similar to a space-time block code (STBC) matrix. Also, it is not required that the transmit diversity scheme guarantees full transmit diversity. In other words: the invention does not necessitate that each information symbol comprised within the data signal is transmitted from each transmitter antenna. Nonetheless, a preferred embodiment of the invention comprises the feature of full transmit di-

versity.

[0008] Moreover, the invention is not restricted to any number of transmit and receive antennas. Preferably, the number of data words per data block equals the number of transmit antennas such that each data word of a data block may be transmitted from an individual transmitter antenna. If more than one receive antenna is provided, the receive diversity scheme of maximum-ratio combining can be applied. However, other receive diversity schemes may be used as well.

[0009] According to the invention, it is decided on a data block level how the data words are to be multiplexed. The decision on the data block level allows to change the multiplexing domain from one data block to a subsequent data block which is advantageous if one has to cope with specific predefined or varying transmission constraints. Also, the multiplexing method according to the invention can be applied in various wireless communication systems without major changes due to the specific multiplexing flexibility gained by selecting the multiplexing domain on the data block level. The multiplexing domain can be determined for each data block individually or simultaneously for a plurality of data blocks. For example, it can be decided for a sequence of data blocks that all data words comprised within the sequence of data blocks are to be multiplexed in either the time domain or in the frequency domain.

[0010] The multiplexing domain is determined by taking into account one or more transmission constraints. For example, the transmission constraints may comprise one or more physical transmission constraints or one or more data-related transmission constraints. It can also comprise both one or more physical transmission constraints and one or more data-related transmission constraints. The physical transmission constraints relate to the physical transmission conditions and can be derived from physical transmission parameters like a channel coherence bandwidth or a coherence time. The data-related transmission constraints relate to system specific constraints regarding for example the employed multiplexing scheme for the data words, the structure of the data signal, the structure of the data blocks, the structure of the data words or the structure of the data symbols.

[0011] The data symbols may be derived from the data signal in various ways dependent on the transmit diversity scheme which is used. If, for example, the transmit diversity scheme of permutation is used, the data symbols contained in the data words are permutations of information symbols comprised within the data signal. As a further example, if the transmit diversity scheme of block coding is used, the data symbols contained in the data words are obtained from the information symbols comprised within the data signal by means of permutation and basic arithmetic operations, such as negation and complex conjugation.

[0012] The data signal from which the one or more data blocks are generated can have any format. According to a preferred embodiment, the data signal has the format of a sequence of discrete information symbols. For example, the data signal may have the structure of vectors, each vector comprising a predefined number of information symbols. The nature of the information symbols may depend on the specific wireless communication system in which the multiplexing method according to the invention is used. Many wireless communication systems employ different types of information symbols for different purposes. For example, some wireless communication systems use data signals which comprise a preamble, one or more user data sections or both a preamble and one or more user data sections. Usually, the preamble has a predefined structure and is utilized for purposes like channel estimation, frequency synchronization and timing synchronization.

[0013] In the following, several exemplary data-related transmission constraints are described in more detail. According to a first embodiment, the data-related transmission constraint is a predefined number N of data symbols to be comprised within each data word which is to be multiplexed in the time domain. Usually, the number N of data symbols to be comprised within each data word cannot arbitrarily be chosen because it may depend for example on a code rate, on the condition that the data blocks have to be orthogonal matrices or on the availability of memory resources within the multicarrier transmit diversity system.

[0014] When the data words of a specific data block are to be multiplexed in the time domain, the number N of data symbols to be comprised within each data word may represent the number of time slots required for the transmission of a single data word over a single subcarrier. On the other hand, when the data words of a specific data block are to be multiplexed in the frequency domain, the number N of data symbols to be comprised within each data word stands for the number of subcarriers required to transmit a single data word during a single time slot.

[0015] Preferably, all data words of an individual data block comprise the same number of data symbols. If the data signal has such a structure that the number of data symbols comprised within each data word of a specific data block equals the predefined number N of data symbols, the data words of this data block may be multiplexed in the time domain. Otherwise, i.e. if the data signal has such a structure that the number of data symbols comprised within each data word of a specific data block does not equal the predefined number N of data symbols, the data words of this data block may be multiplexed in the frequency domain. Such a distinction will become necessary if the data signal or a portion thereof has a predefined length because the predefined length may imply that the total number N_D of data symbols which corresponds to the predefined length of the data signal or a portion thereof is not an integer multiple of the predefined number N of data symbols which should be comprised within a data word to be multiplexed in the time domain. In such a situation integer multiples of the predefined number N of data symbols are arranged in data blocks

of data words which are multiplexed in a time domain and a remainder $N_R = \text{mod}(N_D/N)$ of data symbols is arranged in a data block with data words which are multiplexed in the frequency domain.

[0016] Thus, by combining multiplexing in the time domain and in the frequency domain, data symbol fitting problems resulting from the predefined number N of data symbols to be comprised within each data word which is to be multiplexed in the time domain can be solved. Such data symbol fitting problems may for example become relevant when the data signal or a portion of the data signal has a predefined length because the wireless transmission system necessitates that the preamble portion or the user data portion of a data signal comprises a certain number of information symbols. Thus the data words of all data blocks except for the last data block are multiplexed in the time domain and the data words of the last data block are either multiplexed in the time domain or in the frequency domain depending on whether or not the data words of the last data block contain a number of data symbols which equals the predefined number N of data symbols.

[0017] So far the data-related transmission constraint of a predefined number N of data symbols to be comprised within each data word has been illustrated. According to a second embodiment, the data signal may comprise one or more periodic structures and the data related transmission constraint may be a preservation of the periodic structures such that the periodic structures are still periodic on a receiver side. The one or more periodic structures may be comprised within a preamble of the data signal, for example in the form of two or more identical preamble information symbols. Periodic structures are advantageous because they allow the use of synchronization algorithms with comparatively low complexity.

[0018] In case of multiplexing data symbols relating to periodic structures in the time domain the periodicity of the periodic structures may get lost. Therefore, at least the data words of data blocks which relate to the periodic structures or parts of periodic structures are multiplexed in the frequency domain. By multiplexing the data words of these data blocks in the frequency domain it can be ensured that the periodicity of the periodic structures is maintained.

[0019] When the data words of data blocks generated from periodic structures or portions thereof are multiplexed in the frequency domain, the data words of data blocks generated from the remaining data signal are preferably multiplexed in the time domain. If, for example, the data words of data blocks generated from a preamble comprising periodic structures are multiplexed in the frequency domain, the data words of data blocks generated from a corresponding user data section may be multiplexed at least partly in the time domain.

[0020] Instead of data-related transmission constraints or in addition to data-related transmission constraints physical transmission constraints can be taken into account when deciding if the data words of one or more specific data blocks are to be multiplexed in the time domain or in the frequency domain. According to a preferred embodiment, the decision is made based on simultaneously evaluating a combination of one or more data-related transmission constraints and one or more physical transmission constraints.

[0021] The physical transmission constraints may be determined based on at least one of a channel coherence bandwidth

$$B_C \approx 1/\tau_{\text{rms}} \quad (1)$$

and a coherence time

$$t_C \approx 1/(2 \cdot f_D) \quad (2)$$

wherein f_D is the doppler frequency and τ_{rms} is the root mean square of the delay spread of the channel impulse response.

[0022] Many transmit diversity schemes require constant or at least approximately constant channel parameters during transmission of one data word. If the data words are to be multiplexed in the frequency domain, a comparatively large coherence band width is required. This means that the relation

$$B_C \gg N/T \quad (3)$$

has to be fulfilled at least approximately, wherein N is the number of data symbols per data word and T is the duration of one of the data symbols, i.e. the duration of one time slot. A comparatively large coherence bandwidth requires that the channel parameters of N adjacent subcarriers have to be almost constant.

[0023] On the other hand, if the data words are to be multiplexed in the time domain, a comparatively large coherence time is required. This means that the relation

$$t_C \gg T \cdot N \quad (4)$$

has to be fulfilled at least approximately. In other words: N subsequent data symbols have to have nearly constant channel parameters, i.e. the channel parameters for a single subcarrier have to remain constant for a period of $N \cdot T$.

[0024] The physical transmission constraint may be determined by assessing if one or both of the relations (3) and (4) are fulfilled. Dependent on which of the two relations (3) and (4) is fulfilled best it is decided that the data words of the data blocks are to be multiplexed either in the time domain or in the frequency domain as a general rule. Deviations from this general rule may become necessary due to data-related transmission constraints. For example, the data symbol fitting problem or the problem encountered with periodic structures may necessitate that although multiplexing in the time domain is generally to be preferred, the data words of at least some data blocks have to be multiplexed in the frequency domain. As a further example, changing transmission conditions may necessitate that the data words of some data blocks have to be multiplexed in the time domain and the data words of other data blocks have to be multiplexed in the frequency domain. As a third example, the data words of data blocks generated from a preamble may be multiplexed in the time domain and the data words of data blocks generated from a user data section may be multiplexed in the frequency domain. Such a combination has the advantage that the above-mentioned data symbol fitting problem, which usually is most relevant for the user data section, can be avoided while the multiplexing in the time domain of the data words of data blocks generated from the preamble allows a good channel estimation.

[0025] It was mentioned above that in order to achieve full diversity each information symbol has to be transmitted from each transmitter antenna. A further requirement of full transmit diversity is that the antenna signals are orthogonal to each other. This means that the data symbols have to be modulated onto subcarriers which are orthogonal to each other. However, the invention can also be practiced in case the subcarriers are not orthogonal.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0026] Further advantages of the invention will become apparent by reference to the following description of a preferred embodiment of the invention in the light of the accompanying drawings, in which :

Fig. 1 shows a data signal in the form of a physical burst to be processed in accordance with the invention;

Fig. 2 is a block diagram of a transceiver for wireless communication adapted to multiplex data words in accordance with the invention;

Fig. 3 shows several modulation schemes defined in the HIPERLAN/2 standard;

Fig. 4 shows the block code encoder of the transceiver depicted in Fig. 2;

Fig. 5 shows the configuration of a transmit antenna diversity scheme;

Fig. 6 is a schematic diagram of multiplexing data words in the time domain in accordance with the invention; and

Fig. 7 is a schematic diagram of multiplexing data words in the frequency domain in accordance with the invention.

DESCRIPTION OF PREFERRED EMBODIMENTS

[0027] Although the present invention can be used in any multicarrier transmit diversity system which employs a transmit diversity scheme allowing to generate data blocks having a structure as described above, the following description of preferred embodiments is exemplarily set forth with respect to a multicarrier system which employs orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and which utilizes block coding for generating data blocks from a data signal.

[0028] The exemplary multicarrier system described below is derived from the European wireless local area network (WLAN) standard high performance radio local area network type 2 (HIPERLAN/2). HIPERLAN/2 systems are intended to be operated in the 5 GHz frequency band. A system overview of HIPERLAN/2 is given in ETSI TR 101 683, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; System Overview, V1.1.1 (2000-02) and the physical layer of HIPERLAN/2 is described in ETSI TS 101 475; Broadband Radio Access networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer, V1.1.1 (2000-04). The multicarrier scheme of OFDM, which is specified in the HIPERLAN/2 standard, is very robust in frequency selective environments.

[0029] Up to now, the HIPERLAN/2 system and many other wireless communications systems do not support transmit diversity in spite of the fact that transmit diversity would improve the transmission performance and reduce negative effects of fast fading like Rayleigh fading. However, applying standard transmit diversity schemes to multicarrier communications systems may lead to various problems which are hereinafter exemplarily described with respect to the HIPERLAN/2 system.

[0030] In Fig. 1 a typical physical burst of HIPERLAN/2 is illustrated. The physical burst comprises a preamble consisting of preamble symbols and a user data section consisting of user data symbols. In HIPERLAN/2 five different physical bursts are specified and each kind of physical burst has a unique preamble. However, the last three preamble symbols constitute a periodic structure which is identical for all preamble types. This periodic structure consists of a short OFDM symbol C32 of 32 samples followed by two identical regular OFDM symbols C64 of 64 samples. The short OFDM symbol C32 is a cyclic prefix which is a repetition of the second half of one of the C64 OFDM symbols. The so-called C-preamble depicted in Fig. 1 is used in HIPERLAN/2 for channel estimation, frequency synchronization and timing synchronization. The periodic structure within the C-preamble is necessary in order to allow the use of synchronization algorithms with comparatively low complexity.

[0031] The user data section of the physical burst depicted in Fig. 1 comprises a variable number N_{SYM} of OFDM symbols required to transmit a specific protocol data unit (PDU) train. Each OFDM symbol of the user data section consists of a cyclic prefix and a useful data part. The cyclic prefix consists of a cyclic continuation of the useful data part and is inserted before it. Thus, the cyclic prefix is a copy of the last samples of the useful data part. The length of the useful data part is equal to 64 samples and has a duration of 3,2 μs . The cyclic prefix has a length of either 16 (mandatory) or 8 (optional) samples and a duration of 0,8 μs or 0,4 μs , respectively. Altogether, a OFDM symbols thus has a length of either 80 or 72 samples corresponding to a symbol duration of 4,0 μs or 3,6 μs , respectively. An OFDM symbol therefore has an extension in the time domain. A OFDM symbol further has an extension in the frequency domain. According to HIPERLAN/2, a OFDM symbol extends over 52 subcarriers. 48 subcarriers are reserved for complex valued subcarrier modulation symbols and 4 subcarriers are reserved for pilots.

[0032] From the above it becomes clear that the HIPERLAN/2 physical burst depicted in Fig. 1 has a predefined length both in a time direction and in a frequency direction. Moreover, the physical burst of Fig. 1 comprises a periodic structure. It are among others these features of the physical burst of Fig. 1 which may lead to problems when the HIPERLAN/2 system or a similar wireless communication system has to be adapted to transmit diversity.

[0033] For typical HIPERLAN/2 scenarios the above relation (4) is usually fulfilled because the doppler frequency f_D is comparatively low. However, especially in outdoor environments, relatively large delay spreads can occur. Consequently, relation (3) cannot always be fulfilled. Therefore, a transmit diversity scheme like STBC multiplexing in the time domain should generally be a preferred transmit diversity scheme for a HIPERLAN/2 scenario from the point of view that the channel over one space-time data word should be as constant as possible. However, severe problems arise when STBC is applied to physical bursts having the structure depicted in Fig. 1 or a similar structure.

[0034] Both the physical burst and the OFDM symbols comprised therein have predefined dimensions in the time domain and in the frequency domain. Concurrently, STBC requires that each STBC data word has a predetermined length N . Thus, data unit fitting problems arise if the dimension of e.g. an OFDM symbol of the preamble or of the user data section cannot be mapped on an integer multiple of the length of one STBC data word. Moreover, when applying STBC to the periodic C-preamble depicted in Fig. 1, the periodicity of the C-preamble gets lost. This is due to the fact that the one or more STBC data words relating to the second C64 OFDM symbol will no longer be equal to the one or more STBC data words relating to the first C64 OFDM symbol. The loss of periodicity, however, leads to the problem that the symbol synchronization algorithms which make use of a periodic structure within the preamble can no longer be employed. Also, the C32 OFDM symbol cannot serve any longer as a guard interval separating the OFDM symbols within the preamble. The reason therefore is that in case of multipath propagation the first C64 OFDM symbol interferes with the second C64 OFDM symbol which is no longer equal to the first C64 OFDM symbol.

[0035] The above problems and further problems not explicitly discussed above do not occur when the data words are multiplexed in accordance with the invention. In Fig. 2, the physical layer of a transceiver 10 which is adapted to implement the method according to the invention is illustrated. The transceiver 10 comprises a scrambler 12, an FEC coding unit 14, an interleaving unit 16, a mapping unit 18, an OFDM unit 20, a burst forming unit 22, a block code encoder 24, a multiplexer 26, a radio transmitter 30 and a control unit 32. The block code encoder 24 and the multiplexer 26 together form an encoder/multiplexer unit 28.

[0036] The transceiver 10 depicted in Fig. 1 receives as input signal a PDU train from a data link control (DLC). Each PDU train consists of information bits which are to be framed into a physical burst, i.e. a sequence of OFDM symbols to be encoded, multiplexed and transmitted.

[0037] Upon receipt of a PDU train the transmission bit rate within the transceiver 10 is configured by choosing an appropriate physical mode based on a link adaption mechanism. A physical mode is characterized by a specific modulation scheme and a specific code rate. In the HIPERLAN/2 standard several different coherent modulation schemes like BPSK, QPSK, 16-QAM and optional 64-QAM are specified. Also, for forward error control, convolutional codes

with code rates of 1/2, 9/16 and 3/4 are specified which are obtained by puncturing of a convolutional mother code of rate 1/2. The possible resulting physical modes are depicted in Fig. 3. The data rate ranging from 6 to 54 Mbit/s can be varied by using various signal alphabets for modulating the OFDM subcarriers and by applying different puncturing patterns to a mother convolutional code.

[0038] Once an appropriate physical mode has been chosen, the N_{BPPU} information bits contained within the PDU train are scrambled with the length-127 scrambler 12. The scrambled bits are then output to the FEC coding unit 14 which encodes the N_{BPPU} scrambled PDU bits according to the previously set forward error correction.

[0039] The encoded bits output by the FEC coding unit 14 are input into the interleaving unit 16 which interleaves the encoded bits by using the appropriate interleaving scheme for the selected physical mode. The interleaved bits are input into the mapping unit 18 where sub-carrier modulation by mapping the interleaved bits into modulation constellation points in accordance with the chosen physical mode is performed. As mentioned above, the OFDM subcarriers are modulated by using BPSK, QPSK, 16-QAM or 64-QAM modulation depending on the physical mode selected for data transmission.

[0040] The mapping unit 18 outputs a stream of complex valued subcarrier modulation symbols which are divided in the OFDM unit in groups of 48 complex numbers. In the OFDM unit a complex base band signal is produced by OFDM modulation as described in ETSI TS 101 475, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer, V1.1.1 (2000-04).

[0041] The complex base band OFDM symbols generated within the OFDM unit 20, where pilot subcarriers are inserted, are input into the physical burst unit 22, where an appropriate preamble is appended to the PDU train and the physical burst is built. The physical burst produced by the physical burst unit 22 has a format as depicted in Fig. 1. The physical burst unit 22 thus outputs a sequence of complex base band OFDM symbols in the form of the physical burst to the block code encoder 24.

[0042] The function of the block code encoder 24 is now generally described with reference to Fig. 4. In general, the block code encoder 24 receives an input signal in the form of a sequence of vectors $\mathbf{X} = [X_1 X_2 \dots X_K]^T$ of the length K . The block code encoder 24 encodes each vector \mathbf{X} and outputs for each vector \mathbf{X} a data block comprising a plurality of signal vectors $\mathbf{C}^{(1)}, \mathbf{C}^{(2)}, \dots, \mathbf{C}^{(M)}$ as depicted in Fig. 4. Each signal vector $\mathbf{C}^{(1)}, \mathbf{C}^{(2)}, \dots, \mathbf{C}^{(M)}$ corresponds to a single data word. Thus, the data block generated from the vector \mathbf{X} comprises M data words wherein M is the number of transmitter antennas.

[0043] Each data word $\mathbf{C}^{(i)}$ with $i = 1 \dots M$ comprises N data symbols, i.e. each data word $\mathbf{C}^{(i)}$ has a length of N . The value of N cannot be freely chosen since the matrix \mathbf{C} spanned by the data words $\mathbf{c}^{(i)}$ has to be orthogonal in this embodiment. Several examples for data blocks in the form of orthogonal code matrices \mathbf{C} are described in US 6,088,408. In the block coding approach described in the present embodiment all data symbols c_i^j of the code matrix \mathbf{C} are derived from the components of the input vector \mathbf{X} and are simple linear functions thereof or of its complex conjugate.

[0044] If a receive signal vector \mathbf{Y} at one receive antenna is denoted by $\mathbf{Y} = [Y_1 Y_2 \dots Y_N]^T$, the relationship between \mathbf{Y} and the code matrix \mathbf{C} is as follows:

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1^{(1)} & c_1^{(2)} & \dots & c_1^{(M)} \\ c_2^{(1)} & \dots & & c_2^{(M)} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ c_N^{(1)} & c_N^{(2)} & \dots & c_N^{(M)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h^{(1)} \\ h^{(2)} \\ \vdots \\ h^{(M)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

where $h^{(i)}$ represents the channel coefficient of the channel from the i -th transmit antenna to the receive antenna. A generalization to more receive antennas is straightforward.

[0045] In the following examples of possible block code matrices for two and three transmitter antennas, respectively, are discussed in more detail. The configuration of a wireless communication system with two transmit antennas and one receive antenna is depicted in Fig. 5. For two transmit antennas one possible block code matrix \mathbf{C} with a code rate $R = 1$ is :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

[0046] For three transmit antennas one possible block code matrix \mathbf{C} with a code rate $R = 0,5$ is:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \\ -X_2 & X_1 & -X_3 \\ -X_3 & X_4 & X_1 \\ -X_4 & -X_3 & X_2 \\ X_1^* & X_2^* & X_3^* \\ -X_2^* & X_1^* & -X_3^* \\ -X_3^* & X_4^* & X_1^* \\ -X_4^* & -X_3^* & X_2^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0047] The code rate R is defined as the ratio of the length K of the input vector \mathbf{X} and the length N of each code word $\mathbf{C}^{(i)}$:

$$R = K/N \quad (8)$$

[0048] As can be seen from Fig. 4, the block code encoder 24 outputs for each data signal in the form of a vector \mathbf{X} a data block in the form of a matrix \mathbf{C} . The data block output by the block code encoder 24 is input into the multiplexer 26 which multiplexes the data words (vectors $\mathbf{C}^{(i)}$) of each data block in accordance with an externally provided control signal either in the time domain or in the frequency domain. The control signal is generated by the control unit 32 based on an assessment of the transmission constraints. The assessment of the transmission constraints and the controlling of the multiplexer 26 by means of the control unit 32 will be described later in more detail.

[0049] In the multicarrier scheme OFDM, the output of the block code encoder 24 is modulated onto subcarriers which are orthogonal to each other. There exist essentially two possibilities to multiplex a data block comprising individual data words in an OFDM system. According to a first possibility depicted in Fig. 6, the data words of a specific data block are extended in the time direction (STBC). In other words: The data words are multiplexed in the time domain. According to a second possibility, the data words of a data block are extended in the frequency direction as depicted in Fig. 7. This means that the data words are multiplexed in the frequency domain. Multiplexing the data words of a data block in the form of a code matrix in the frequency domain will in the following be referred to as space-frequency block coding (SFBC).

[0050] As can be seen from Figs. 6 and 7, the individual data words of a data block are transmitted from different transmit antennas. According to the multiplexing scheme of Fig. 6, an individual data block is transmitted on an individual subcarrier over a time interval of $N \cdot T$, wherein N is the number of data symbols per data word and T is the duration of one of the data symbols. According to the multiplexing scheme of Fig. 7, an individual data block is spread over N subcarriers and is transmitted during a time interval of T . It can clearly be seen that the multiplexing scheme of Fig. 6 can generally be employed when the relation (4) is fulfilled and the multiplexing scheme of Fig. 7 can generally be employed when the relation (3) is satisfied.

[0051] The encoded and multiplexed output signal of the encoder/multiplexer unit 28 is input into the radio transmitter 30. The radio transmitter 30 performs radio transmission over a plurality of transmit antennas by modulating a radio frequency carrier with the output signal of the encoder/multiplexer unit 28. The transceiver 10 of Fig. 2 further comprises a receiver stage not depicted in Fig. 2. The receiver stage has a physical layer with components for performing the inverse operations of the components depicted in Fig. 2. For example, the receiver stage comprises a descrambler, a FEC decoding unit, a demultiplexer/decoder unit with a demultiplexer and a block code decoder, etc.

[0052] Now, the control of the multiplexer 26 will be described in more detail with reference to both physical and data-related transmission constraints that may occur if physical bursts as the one depicted in Fig. 1 are employed. In accordance with typical HIPERLAN/2 scenarios, it is supposed that relation (4) is fulfilled and that it cannot always be guaranteed that relation (3) is fulfilled. This corresponds to the realistic situation that the basic performance of STBC transmission is better than the basic performance of SFBC transmission. Basic performance here means that only physical transmission constraints are taken into account. In such a case the control unit 32 may decide that the data blocks have to be multiplexed in the time domain. However, if the physical transmission parameters change, there might occur the case where relation (4) is no longer fulfilled whereas relation (3) is fulfilled at least approximately. In

this case the control unit 32 will decide that the data words of the data blocks are no longer multiplexed in the time domain. Instead, the control unit 32 controls the multiplexer 26 such that the data words of the data blocks are multiplexed in the frequency domain.

[0053] So far only physical transmission constraints have been considered. Should data-related transmission constraints also be of importance, the control unit 32 controls the multiplexer 26 by additionally taking into account data-related transmission constraints.

[0054] It has been mentioned above that the transmission constraints which have to be considered in context with the physical burst depicted in Fig. 1 are the preservation of a periodic structure in the C-preamble and the provision of a predefined number N of data symbols in each data word which is to be multiplexed in the time domain. These two data-related transmission constraints can occur in several combinations.

[0055] According to a first scenario, the data signal has the structure of the physical burst depicted in Fig. 1 and comprises a user data section and a preamble with a periodic structure. It is further supposed that the data-related transmission constraint of preserving the periodic structure has to be taken into account while no data symbol fitting problem occurs with respect to the user data section. In such a case the data words of data blocks relating to the preamble are multiplexed in accordance with SFBC in the frequency domain and the data words of data blocks relating to the user data section are multiplexed in accordance with STBC in the time domain. By multiplexing the data words derived from the preamble in the frequency domain a preservation of the order of the C32 OFDM symbols and the two C64 OFDM symbols can be achieved.

[0056] According to a second scenario derived from the physical burst depicted in Fig. 1, the periodic structure within the preamble has to be preserved and additionally the data symbol fitting problem has to be taken into account with respect to the user data section. Like in the first scenario, the data words of data blocks derived from the preamble are multiplexed in accordance with SFBC in the frequency domain. Due to the data symbol fitting problem the data words of the last data block relating to the user data structure contains less than the predefined number N of data symbols contained in data words of the previous data blocks. Therefore, only the data words (containing the predefined number N of data symbols) of the previous data blocks are multiplexed in accordance with STBC in the time domain. The data words of the last data block contain $N_R = \text{mod}(N_D/N)$ data symbols and are multiplexed in accordance with SFBC in the frequency domain, wherein N_D is the total number of data symbols to be transmitted over one transmit antenna.

[0057] According to a third scenario, the data-related transmission constraint of the preservation of a periodic structure within the preamble is not relevant but the data symbol fitting problem is relevant with respect to the user data section. In this case the data words of data blocks relating to the preamble are multiplexed in accordance with STBC in the time domain and the data words of data blocks relating to the user data section are multiplexed as described above for the second scenario. In other words: The data words of the last data block have a length of N_R data symbols and the data words of the previous data blocks have the predefined length of N data symbols.

[0058] According to a fourth scenario, the data-related transmission constraint of preserving a periodic structure has not to be taken into account and the physical transmission constraint of $B_C \gg N/T$ is at least approximately fulfilled. In this case the data words of data blocks relating to the preamble are multiplexed in accordance with STBC in the time domain and the data words of data blocks relating to the user data section are multiplexed in accordance with SFBC in the frequency domain. By using STBC for the preamble a good channel estimation can be performed. Due to the use of STBC for the preamble the slightly worse performance of SFBC can be compensated by means of receiver algorithms for interference suppression based on the good channel estimation. Using STBC for the preamble and SFBC for the user data section has the advantage that data symbol fitting problems with respect to the user data section do not appear.

[0059] Additional scenarios based on further combinations of data-related and physical transmission constraints can easily be realized in accordance with the invention. Also, the invention can easily be applied to data signals having a structure different from the structure of the physical burst depicted in Fig. 1. Although the invention is preferably practiced with the transmit diversity scheme of a combination of STBC and SFBC, other transmit diversity schemes can be used as well.

6022

Claims

1. A method of multiplexing data words in a multicarrier transmit diversity system, comprising:

- a) generating a plurality of data blocks (C), each data block (C) comprising data words ($C^{(i)}$) and each data word ($C^{(i)}$) containing data symbols ($c_c^{(i)}$) derived from a data signal;
- b) determining for one or more data blocks (C) in dependence on at least one transmission constraint if the

data words ($C^{(i)}$) of said one or more data blocks (C) are to be multiplexed in the time domain or in the frequency domain; and

c) multiplexing the data words ($C^{(i)}$) of the data blocks (C) in accordance with the determination in step b).

- 5 **2.** The method according to claim 1,
wherein the data signal comprises at least one of a preamble and a user data section.
- 10 **3.** The method according to claim 1 or 2,
wherein the at least one transmission constraint comprises a data-related transmission constraint.
- 15 **4.** The method according to claim 3,
wherein the data-related transmission constraint is a predefined number (N) of data symbols ($c_j^{(i)}$) to be comprised within each data word ($C^{(i)}$) which is to be multiplexed in the time domain.
- 20 **5.** The method according to claim 4,
wherein the data words ($C^{(i)}$) containing the predefined number (N) of data symbols ($c_j^{(i)}$) are multiplexed in the time domain and the data words ($C^{(i)}$) containing more or less data symbols ($c_j^{(i)}$) are multiplexed in the frequency domain.
- 25 **6.** The method according to claim 4 or 5,
wherein the data signal or a portion thereof has a predefined length and wherein integer multiples of the predefined number of data symbols ($c_j^{(i)}$) are arranged in data blocks (C) with data words ($C^{(i)}$) which are multiplexed in the time domain and a remainder of data symbols ($c_j^{(i)}$) is arranged in data blocks (C) with data words ($C^{(i)}$) which are multiplexed in the frequency domain.
- 30 **7.** The method according to claim 6,
wherein the user data section of the data signal has the predefined length.
- 35 **8.** The method according to claim 7,
wherein the data words ($C^{(i)}$) of data blocks (C) relating to the preamble are either multiplexed completely in the frequency domain or completely in the time domain dependent on the transmission constraint.
- 40 **9.** The method according to one of claims 1 to 8,
wherein the data signal comprises one or more periodic structures (C32, C64).
- 45 **10.** The method according to claim 9,
wherein the one or more periodic structures (C32, C64) are contained within the preamble.
- 50 **11.** The method according to claim 9 or 10,
wherein the data-related transmission constraint is a preservation of the one or more periodic structures (C32, C64).
- 55 **12.** The method according to one of claims 9 to 11,
wherein at least the data words ($C^{(i)}$) of data blocks (C) relating to the periodic structures (C32, C64) are multiplexed in the frequency domain.
- 13.** The method according to claim 12,
wherein the data words ($C^{(i)}$) of data blocks (C) relating to the user data section are multiplexed in the time domain.
- 14.** The method according to one of claims 1 to 13,
wherein the at least one transmission constraint comprises a physical transmission constraint.
- 15.** The method according to claim 14,
wherein the physical transmission constraint is determined based on at least one of a coherence bandwidth and a coherence time.
- 16.** The method according to claim 15,
wherein the physical transmission constraint is determined by assessing if the relationship $B_C \gg N/T$ is fulfilled, wherein B_C is the coherence bandwidth, N is the number of data symbols ($c_j^{(i)}$) per data word ($C^{(i)}$) and T is the

duration of one of the data symbols ($c_j^{(i)}$).

17. The method according to claim 15 or 16,

wherein the physical transmission constraint is determined by assessing if the relationship $t_c \gg N \cdot T$ is fulfilled,
 wherein t_c is the coherence time, N is the number of data symbols ($c_j^{(i)}$) per data word ($\mathbf{C}^{(i)}$) and T is the duration
 of one of the data symbols ($c_j^{(i)}$).

18. The method according to claim 16 or 17,

wherein, when the physical transmission constraint $B_c \gg N/T$ is at least approximately fulfilled, the data words ($\mathbf{C}^{(i)}$)
 of data blocks (\mathbf{C}) relating to the preamble are multiplexed in the time domain and the data words ($\mathbf{C}^{(i)}$) of data
 blocks (\mathbf{C}) relating to the user data sequence are multiplexed in the frequency domain.

19. The method according to one of claims 1 to 18,

wherein the data blocks (\mathbf{C}) are obtained from the data signal by means of block coding or by means of permutation.

20. The method according to one of claims 1 to 19,

wherein the data symbols ($c_j^{(i)}$) are modulated onto subcarriers which are orthogonal to each other.

21. A multiplexer (26) adapted to multiplex data words in accordance with the method according to one of claims 1 to 20.

22. A demultiplexer adapted to demultiplex data words multiplexed by the multiplexer of claim 21.

23. A transceiver for wireless communication, comprising at least one of a multiplexer according to claim 21 and a
 demultiplexer according to claim 22.

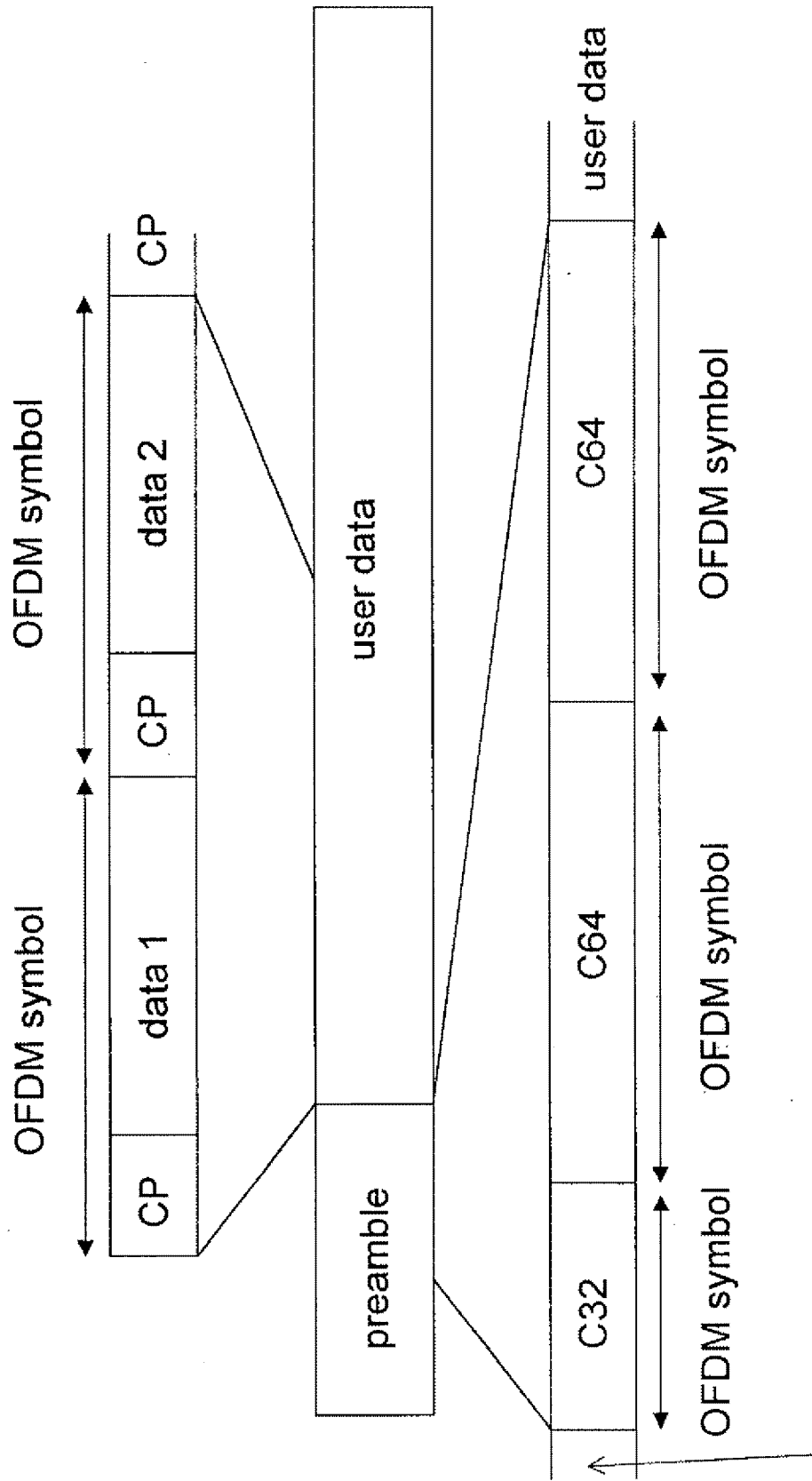


Fig. 1

preceding preamble symbols
for some preamble types

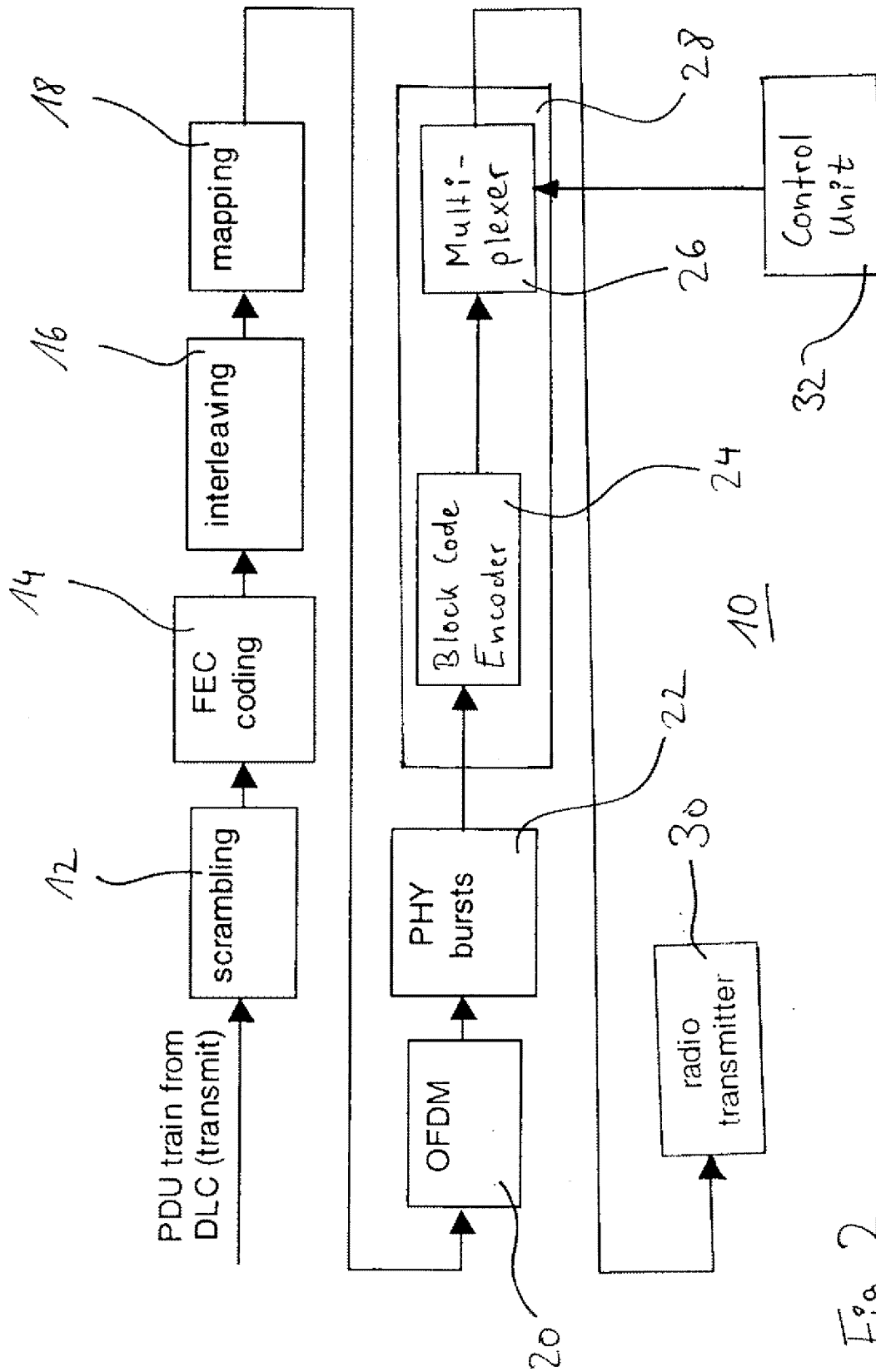


Fig. 2

modulation scheme	code rate	bit rate
BPSK	1/2	6 Mbps
BPSK	3/4	9 Mbps
QPSK	1/2	12 Mbps
QPSK	3/4	18 Mbps
16-QAM	9/16	27 Mbps
16-QAM	3/4	36 Mbps
64-QAM	3/4	54 Mbps

Fig. 3

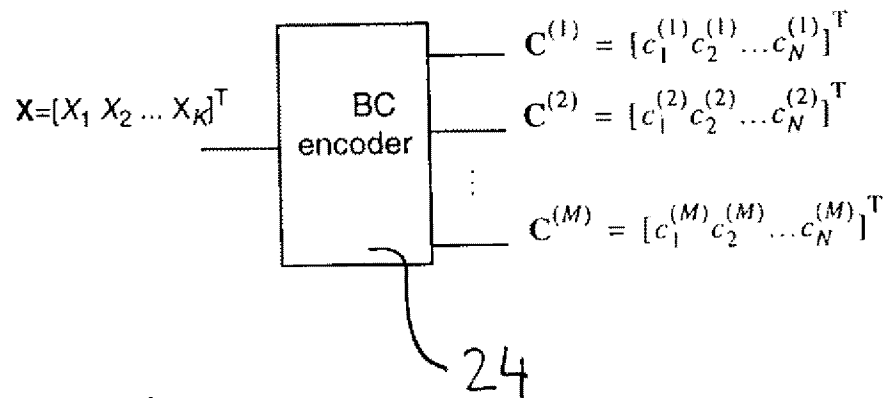


Fig. 4

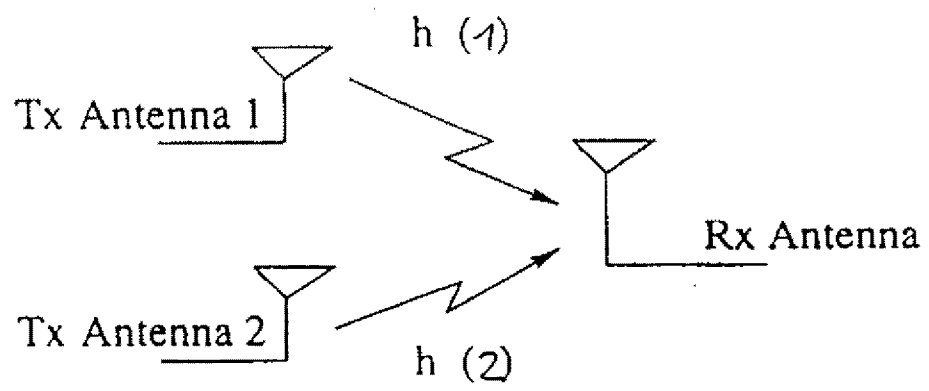


Fig. 5

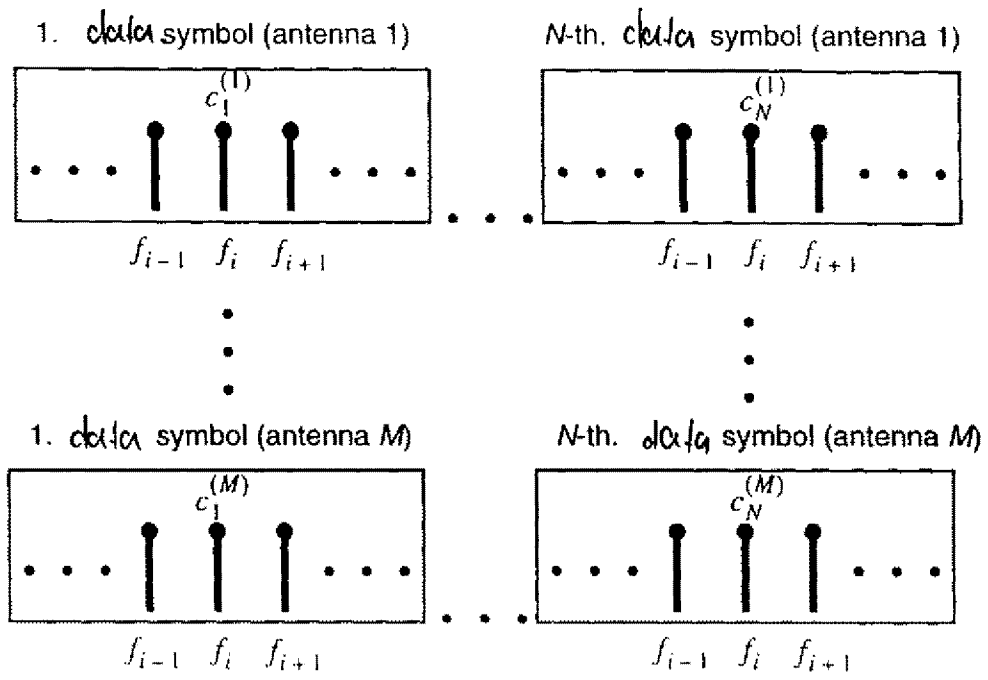


Fig. 6

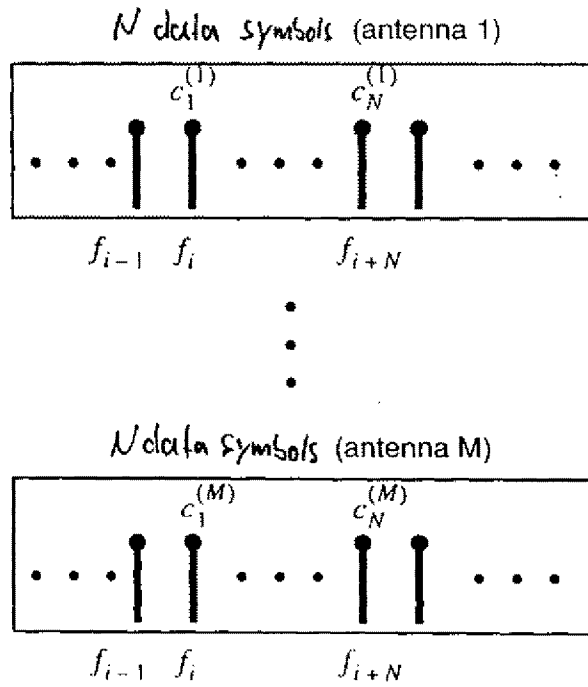


Fig. 7



European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 01 10 5482

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
D,X	MUDULODU S ET AL: "A transmit diversity scheme for frequency selective fading channels" GLOBECOM '00 - IEEE GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. CONFERENCE RECORD (CAT. NO.00CH37137), PROCEEDINGS OF GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, SAN FRANCISCO, CA, USA, 27 NOV.-1 DEC. 2000, pages 1089-1093 vol.2, XP002172508 2000, IEEE, Piscataway, NJ, USA ISBN: 0-7803-6451-1 * the whole document *	1-23	H04L5/02 H04L1/00 H04B7/06 H04B7/12 H04L1/06 H04L1/04
X	LEE K F ET AL: "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems" GLOBECOM '00 - IEEE. GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE. CONFERENCE RECORD (CAT. NO.00CH37137), PROCEEDINGS OF GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, SAN FRANCISCO, CA, USA, 27 NOV.-1 DEC. 2000, pages 1473-1477 vol.3, XP002172509 2000, Piscataway, NJ, USA, IEEE, USA ISBN: 0-7803-6451-1 * the whole document *	1-23	<div>TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7)</div> H04L H04B
A	ALAMOUTI S M: "A simple transmit diversity technique for wireless communications" IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 16, no. 8, October 1998 (1998-10), pages 1451-1458, XP002100058 ISSN: 0733-8716 * the whole document *	1-23	
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search THE HAGUE		Date of completion of the search 19 July 2001	Examiner Toumpoulidis, T
<div>CATEGORY OF CITED DOCUMENTS</div> <div> X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background C : non-written disclosure P : intermediate document T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document </div>			

EP FORM 1503 (03.02) (PVC/01)



EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:

17.07.2002 Bulletin 2002/29

(51) Int Cl.7: H04L 1/06

(21) Application number: 01307260.8

(22) Date of filing: 28.08.2001

(84) Designated Contracting States:

AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE TR

Designated Extension States:

AL LT LV MK RO SI

(30) Priority: 29.12.2000 US 752637

(71) Applicant: LUCENT TECHNOLOGIES INC.

Murray Hill, New Jersey 07974-0636 (US)

(72) Inventors:

- Foschini, Gerard J.
Sayreville, New Jersey 08879 (US)
- Papadias, Constantinos B.
Westfield, New Jersey 07090 (US)

(74) Representative:

Buckley, Christopher Simon Thirsk et al
Lucent Technologies NS UK Limited,
Intellectual Property Division,
5 Mornington Road
Woodford Green, Essex IG8 0TU (GB)

(54) Open-loop diversity technique for systems employing four transmitter antennas

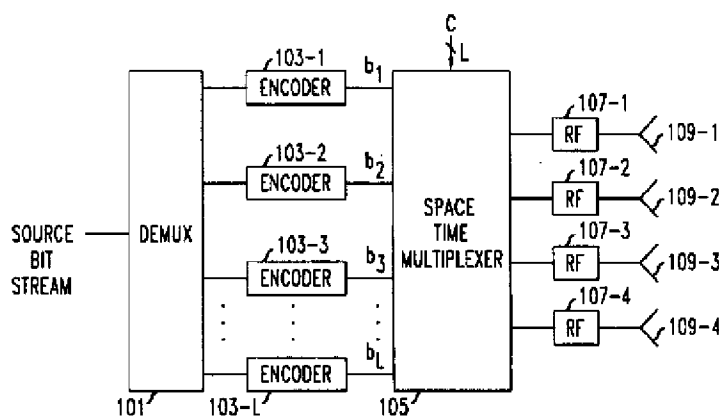
(57) When using four transmit antennas, conventional channel coding is employed for a decoupled space-time coding approach for each of a number, L , of data substreams derived from the overall source bit stream. The symbols of the data substreams, after any encoding, are processed and the resulting derivatives of the encoded data substreams, which includes at least the complex conjugate of one of the encoded symbols, are grouped to form four transmit time sequences each one spanning L symbol periods which form a transmission matrix \mathbf{B} . Each row of the matrix corresponds to an antenna, and the elements of each row represent the samples of a temporal sequence that is emitted by the antenna in L symbol periods. When $L=4$ the matrix \mathbf{B}

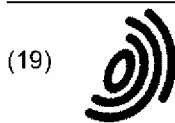
can be arranged as follows:

$$\begin{array}{l} \text{Antenna 1} \\ \text{Antenna 2} \\ \text{Antenna 3} \\ \text{Antenna 4} \end{array} \begin{bmatrix} T_1 & T_2 & T_3 & T_4 \\ b_1 & b_2^* & b_3 & b_4^* \\ b_2 & -b_1^* & -b_4 & b_3^* \\ b_3 & b_4^* & -b_1 & -b_2^* \\ b_4 & -b_3^* & b_2 & -b_1^* \end{bmatrix}$$

where b_1 , b_2 , b_3 , and b_4 are the encoded symbols from the data substreams and * indicates complex conjugate.

FIG. 1





(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:
22.05.2002 Bulletin 2002/21

(51) Int Cl.7: **H04L 1/00, H04B 7/06**

(21) Application number: **01304722.0**

(22) Date of filing: **29.05.2001**

(84) Designated Contracting States:
**AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE TR**
Designated Extension States:
AL LT LV MK RO SI

- **Huang, Howard C.**
New York, New York 10003 (US)
- **Lozano, Angel**
New York, New York 10006 (US)

(30) Priority: **16.11.2000 US 714084**

(71) Applicant: **LUCENT TECHNOLOGIES INC.**
Murray Hill, New Jersey 07974-0636 (US)

(74) Representative:
Watts, Christopher Malcolm Kelway, Dr.
Lucent Technologies (UK) Ltd,
5 Mornington Road
Woodford Green Essex, IG8 0TU (GB)

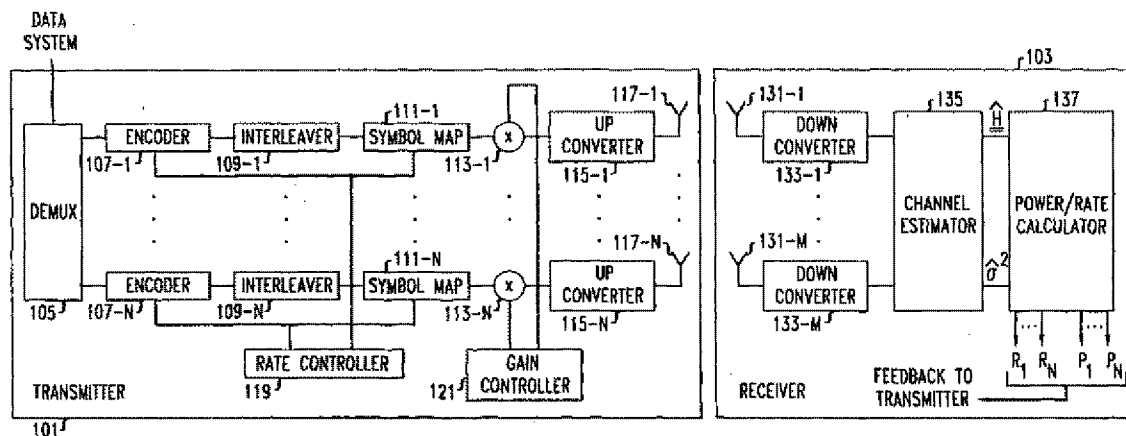
(72) Inventors:
• **Chung, Seong-Taek**
Mountain View, California 94041 (US)

(54) **Feedback technique for wireless systems with multiple transmit and receive antennas**

(57) In a wireless communication system using multiple antennas at the transmitter and multiple antennas at the receiver, a so called multiple-input multiple-output (MIMO) system, a substantial improvement in capacity over the case of no feedback can be achieved using considerably less bandwidth than is required to feed-back the channel estimate or channel statistics, by supplying as feedback for each data substream of an overall data stream an indicator of a rate and/or an indicator of a gain for transmission of that data substream. The in-

dicator of the rate and/or the indicator of the gain may be the rate and/or gain directly or an encoded representation of the rate and/or gain. Typically, the best performance is achieved if indicators of both the rate and the gain are fed back. If the invention is implemented for wireless systems, then typically for each data substream there is a separate, independent antenna. The rate and the gain are computed as a function of a channel estimate which is developed at the receiver. Advantageously, the transmitter may employ only one-dimensional data coding for each of the data substreams.

FIG. 1



Description

Technical Field

[0001] This invention relates to the art of wireless communications, and more particularly, to wireless communication systems using multiple antennas at the transmitter and multiple antennas at the receiver, so called multiple-input multiple-output (MIMO) systems.

Background of the Invention

[0002] It is known in the art that multiple-input multiple-output (MIMO) systems can achieve dramatically improved capacity as compared to single antenna, i.e., single antenna to single antenna or multiple antenna to single antenna, systems. It is also known in the art that if a channel estimate or channel statistics based on the channel estimate are fed back to the transmitter, then the throughput of the channel can be improved with respect to an identically configured system but without feedback. However, because in MIMO systems the overall channel is actually made up of multiple channels, with one channel for each transmit and receive pairing, such feedback requires considerable bandwidth, and it is undesirable to dedicate so much bandwidth to feedback.

Summary of the Invention

[0003] In a MIMO system, a substantial improvement over the case of no feedback can be achieved using considerably less bandwidth than is required to feedback the channel estimate or channel statistics, in accordance with the principles of the invention, by supplying as feedback for each data substream of an overall data stream an indicator of a rate and/or an indicator of a gain for transmission of that data substream. The indicator of the rate and/or the indicator of the gain may be the rate and/or gain directly or an encoded representation of the rate and/or gain. Typically, the best performance is achieved if indicators of both the rate and the gain are fed back. If the invention is implemented for wireless systems, then typically for each data substream there is a separate, independent antenna. The rate and the gain are computed as a function of a channel estimate which is developed at the receiver. Advantageously, the transmitter may employ only one-dimensional data coding for each of the data substreams.

Brief Description of the Drawing

[0004] In the drawing:

FIG. 1 shows an exemplary multiple-input multiple-output (MIMO) system arranged in accordance with the principles of the invention so as to achieve dramatically improved capacity as compared to single

antenna systems; and

FIG. 2 shows an exemplary process for determining rates and powers for a system with N transmit substreams and M receive branches, in accordance with an aspect of the invention.

Detailed Description

[0005] The following merely illustrates the principles of the invention. It will thus be appreciated that those skilled in the art will be able to devise various arrangements which, although not explicitly described or shown herein, embody the principles of the invention and are included within its spirit and scope. Furthermore, all examples and conditional language recited herein are principally intended expressly to be only for pedagogical purposes to aid the reader in understanding the principles of the invention and the concepts contributed by the inventor(s) to furthering the art, and are to be construed as being without limitation to such specifically recited examples and conditions. Moreover, all statements herein reciting principles, aspects, and embodiments of the invention, as well as specific examples thereof, are intended to encompass both structural and functional equivalents thereof. Additionally, it is intended that such equivalents include both currently known equivalents as well as equivalents developed in the future, i.e., any elements developed that perform the same function, regardless of structure.

[0006] Thus, for example, it will be appreciated by those skilled in the art that the block diagrams herein represent conceptual views of illustrative circuitry embodying the principles of the invention. Similarly, it will be appreciated that any flow charts, flow diagrams, state transition diagrams, pseudocode, and the like represent various processes which may be substantially represented in computer readable medium and so executed by a computer or processor, whether or not such computer or processor is explicitly shown.

[0007] The functions of the various elements shown in the FIGs., including functional blocks labeled as "processors" may be provided through the use of dedicated hardware as well as hardware capable of executing software in association with appropriate software. When provided by a processor, the functions may be provided by a single dedicated processor, by a single shared processor, or by a plurality of individual processors, some of which may be shared. Moreover, explicit use of the term "processor" or "controller" should not be construed to refer exclusively to hardware capable of executing software, and may implicitly include, without limitation, digital signal processor (DSP) hardware, read-only memory (ROM) for storing software, random access memory (RAM), and non-volatile storage. Other hardware, conventional and/or custom, may also be included. Similarly, any switches shown in the FIGs. are conceptual only. Their function may be carried out through the operation of program logic, through dedicat-

ed logic, through the interaction of program control and dedicated logic, or even manually, the particular technique being selectable by the implementor as more specifically understood from the context.

[0008] In the claims hereof any element expressed as a means for performing a specified function is intended to encompass any way of performing that function including, for example, a) a combination of circuit elements which performs that function or b) software in any form, including, therefore, firmware, microcode or the like, combined with appropriate circuitry for executing that software to perform the function. The invention as defined by such claims resides in the fact that the functionalities provided by the various recited means are combined and brought together in the manner which the claims call for. Applicant thus regards any means which can provide those functionalities as equivalent as those shown herein.

[0009] FIG. 1 shows an exemplary multiple-input multiple-output (MIMO) system arranged in accordance with the principles of the invention so as to achieve dramatically improved capacity as compared to single antenna systems. In particular, FIG. 1 shows transmitter 101 and receiver 103. Transmitter 101 includes a) demultiplexer (demux) 105; b) encoders 107, including encoders 107-1 through 107-N; c) interleavers 109, including interleavers 109-1 through 109-N; d) symbol mappers 111, including symbol mappers 111-1 through 111-N; e) gain multipliers 113, including gain multipliers 113-1 through 113-N; f) optional upconverters 115, including optional upconverters 115-1 through 115-N; g) optional transmit antennas 117, including optional transmit antennas 117-1 through 117-N; h) rate controller 119; and i) gain controller 121. Receiver 103 includes a) optional receive antennas 131, including optional receive antennas 131-1 through 131-M; b) optional downconverters 133, including optional downconverters 133-1 through 133-M; c) channel estimator 135; and d) power/rate calculator 137.

[0010] Demultiplexer 105 receives as an input an overall data stream, which is the data to be transmitted, and divides it into N data substreams, each to be processed along an independent transmit path and then transmitted.

[0011] Each of encoders 107 applies channel coding to the respective data substream it receives so as to increase the redundancy of the data substream. This facilitates error recovery at the receiver should errors occur. In accordance with an aspect of the invention, the type of channel coding used is a function of the rate, or an indicator thereof, that is fed back from the receiver. This function may be implemented using a lookup table given an indicator of the rate that is fed back, and is typically implemented by rate controller 119. Those of ordinary skill in the art will readily appreciate how to arrange such a function given the particular details of the system being implemented, e.g., the channel statistics, the number of substreams employed, and the like. The

type of channel coding employed determines the particular amount of redundancy in the encoded data substream, and it is noted that the amount of redundancy is known as the code rate. Each of encoders 107 may use a channel coding that is independent of the channel coding used by any other of encoders 107, and each may receive an independently specified rate.

[0012] Interleavers 109 are conventional in nature and each rearranges the bits of the encoded data substream it receives to provide protection against channel fades.

[0013] Each of symbol mappers 111 maps the bits of the interleaved encoded channel substream that it receives to a point in a constellation. In accordance with an aspect of the invention, the particular constellation employed is selected as a function of the rate, or an indicator thereof, that is fed back from the receiver. This function may be implemented using a lookup table given an indicator of the rate that is fed back, and is typically implemented by rate controller 119. Those of ordinary skill in the art will readily appreciate how to arrange such a function given the particular details of the system being implemented, e.g., the channel statistics, the number of substreams employed, and the like. Typically, the lower the rate of data transmission the lower the number of symbols in the constellation for transmitting data at that rate.

[0014] In accordance with an aspect of the invention, each of gain multipliers 113 applies to the mapped data substream that it receives the gain that was indicated in the feedback from the receiver. In an exemplary embodiment of the invention, the better the particular channel that corresponds to one of gain multipliers 113 the greater the gain that is applied, e.g., in accordance with the principles of waterfilling.

[0015] Each of optional upconverters 115 performs conventional upconverting functionality. In the case of a radio-based system each of upconverters 115 generates a radio frequency signal by modulating a carrier waveform using the gain regulated mapped data substream it receives as an input. Each resulting modulated signal may be supplied to the respective one of optional transmit antennas 117 that may be coupled to each of upconverters 115.

[0016] Rate controller 119 receives the rates, or indicators thereof, via feedback from receiver 103 and derives from the received information the code rate and the constellation size for each substream. Each code rate, or an indicator thereof, is then supplied to the appropriate encoder and the constellation to employ, or an indicator thereof, is supplied to each symbol mapper, in accordance with an aspect of the invention. Thus, rate controller 119 may implement a mapping function to determine the code rate and constellation from the information fed back from receiver 103.

[0017] Gain controller 121 receives the gains, or indicators thereof, via feedback from receiver 103 and derives from the received information the gain to be used

for each substream by the associated one of gain multipliers 113. Note that there is a direct relationship between power and gain. More specifically, power is converted to gain by taking the square root of the power. Thus, power may be an indicator for gain, and vice-versa. If power information is received via feedback, it may easily be converted into the appropriate gain.

[0018] Note that the functionality of rate controller 119 may be incorporated into encoders 107 and symbol mappers 111. Similarly, the functionality of gain controller 121 may be incorporated into gain multipliers 113.

[0019] Each of optional receive antennas 131 receives a signal from each of optional transmit antennas 117. The signals received at each antenna are converted to baseband by the one of optional downconverters 133 to which it is coupled. The resulting baseband signals are fed into channel estimator 135.

[0020] Channel estimator 135 develops an estimate of the channels for each transmit and receive pair. Thus, for N transmit antennas and M receive antennas there are NxM channels. The estimates for each of the channels are collectively arranged into an NxM matrix of the overall channel estimate H. Additionally, channel estimator 135 develops an estimate of the noise power in the channel, σ^2_n .

[0021] H and σ^2_n are supplied to power/rate calculator 137 which, in accordance with the principles of the invention, calculates the rates R and powers P—which, as noted above, correspond directly to gains and are used by transmitter 101 in the form of gains—or indicators thereof, that transmitter 101 should use for each data substream produced by demultiplexer 105. The rates and powers are supplied to transmitter 101 using a feedback channel.

[0022] The processes by which rates and powers are assigned by power/rate calculator 137 is up to the implementor. Those of ordinary skill in the art will be able to develop their own processes given the discussion and examples hereinbelow. In particular, the goal of the process is to assign rates and powers to maximize the total channel capacity. Toward this end, typically, those channels that are of a better quality will be assigned higher rates and greater power.

[0023] Note that receiver 103 does not show a decoder and a deinterleaver. This is because, although a decoder and a deinterleaver are necessary for a complete receiver—to reverse the complementary functions performed in the transmitter prior to supplying data as an output of receiver 103—they are not required for the data streams that are supplied to channel estimator 135, and so that are not shown for the sake of clarity of exposition.

[0024] FIG. 2 shows an exemplary process for determining rates and powers for a system with N transmit substreams and M receive branches, in accordance with an aspect of the invention. In one embodiment of the invention, the process of FIG. 2 may be constantly running. However, the values determined by the process

are only fed back when there is a significant deviation from the values that were previously fed back. In another embodiment of the invention, the process may begin to run only when channel estimator 135 (FIG. 1) determines that the channel has changed by an amount sufficient to warrant the running of the process. For example, when the norm of the difference of H at the last time rates and powers were determined and H at the current time is greater than a prescribed threshold. The process of FIG. 2 is performed by power/rate calculator 137 (FIG. 1).

[0025] The process is entered in step 200 (FIG. 2) when it is determined that the rates and powers are to be computed. In step 201 several variables are initialized. In particular, a counter, n, is initialized to the value of N and the value of variable $P_{\text{remaining}}$ is initialized to P_T , which is the total transmit power available in the system in which the process of FIG. 2 is being employed. Next, in step 203, an initial power allocation of $P_{\text{remaining}}/n$, denoted as P_n , is assigned to the nth substream. The value of $R_n = \log_2(1 + P_n h_n^H (H_{n+1:N} P_{n+1:N} H_{n+1:N}^H + I)^{-1} h_n)$ (n = 1, ..., N) is calculated in step 205, where

$$\mathbf{h}_n = [h_{1,n} \dots h_{M,n}]^T$$

is the complex M-dimensional vector for the nth transmit substream;

$h_{m,n}$ is the complex channel coefficient from the nth transmit substream to the mth receive branch, with m = 1 ... M;

superscript T indicates the matrix transpose operation;

$H_{n+1:N} = [h_{n+1} \dots h_N]$ is an M-by-(N-n) matrix;

$P_{n+1:N} = \text{diag}(P_{n+1} \dots P_N)$ is the diagonal (N-m) matrix of assigned powers;

superscript H indicates the Hermitian transpose operation;

superscript -1 denotes the matrix inverse; and

I is the identity matrix of size M x M.

[0026] In step 207, the value of R_n is quantized to the nearest step size, e.g., the nearest integer, the nearest integer which is a multiple of a selected integer, or the nearest multiple of a selected value, or the like. The quantized value of R_n is denoted as \bar{R}_n .

[0027] The power of the current substream n is recalculated in step 209. This may be performed by calculating

$$\bar{P}_n = \frac{2^{\bar{R}_n} - 1}{h_n^H (H_{n+1:N} P_{n+1:N} H_{n+1:N}^H + I)^{-1} h_n}$$

, where \bar{P}_n indicates a recalculated power. Conditional branch point 211 tests to determine if $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n > 0$.

This test determines if the amount of power remaining is greater than the amount of power that is allocated for substream n , i.e., the power allocation can actually be performed since there is enough power remaining to support it. If the test result in step 211 is YES, indicating that the power allocation can actually be performed, control passes to step 213, in which the counter n is decremented and $P_{\text{remaining}}$ is set to $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n$.

[0028] Conditional branch point 215 tests to determine if $n=0$, i.e., have all the substreams been processed. If the test result in step 215 is NO, control passes back to step 203 and the process continues as described above. If the test result in step 215 is YES, control passes to step 217 and the process exits.

[0029] If the test result in step 211 is NO, indicating that the power allocation cannot actually be performed, control passes to step 219 in which \bar{R}_n is set equal to value of R_n quantized down to the nearest step size value that is less than R_n , e.g., the nearest integer lower than R_n , the nearest integer which is a multiple of a selected integer and is lower than R_n , or the nearest multiple of a selected value and is lower than R_n , or the like. This will result in a lower value of \bar{P}_n . Control then passes back to step 209 and the process continues as described above.

[0030] Once the process of FIG. 2 has completed the rates and powers that were generated may be supplied via a feedback path for use in a transmitter. Alternatively, the rates and powers may be encoded so that they are represented by indicators which may be interpreted by the transmitter to determine the appropriate rates and powers—and hence gains. Also, as noted above, the powers may be converted into gains in the receiver, and the gain information directly, or encoded representations thereof, may be supplied via the feedback path for use in the transmitter. Furthermore, in accordance with an aspect of the invention, only information about the rates, or only information about the powers—and hence gains—may be fed back to achieve an improvement over the prior art, although feeding back both results in better performance.

Claims

1. A transmitter of a multiple-input multiple-output (MIMO) system for transmitting a plurality of data substreams derived from a data stream, comprising:

means for receiving as feedback an indicator of a rate and a power for each data substream; and
means for applying to each respective data substream a rate control and a power control corresponding to said indicator of a rate and a power received for said data substream.

2. The invention as defined in claim 1 wherein said in-

dicator of a rate and a power includes an independent denotation of said rate and an independent denotation of said power.

3. The invention as defined in claim 1 wherein said indicator of a rate and a power is said rate and said power.

4. The invention as defined in claim 1 wherein said indicator of a rate and a power is a value which is directly a function of said rate and said power indicated by said indicator.

5. The invention as defined in claim 1 wherein each rate and power are determined by a receiver as a function of channel estimates.

6. A receiver of a multiple-input multiple-output (MIMO) system for receiving a plurality of data substreams derived from a data stream, comprising:

means for estimating channel characteristics; and
means for deriving an indicator of a rate and an indicator of a power for each data substream as a function of estimated channel characteristics developed by said means for estimating; and
means for transmitting said indicator of said rate and said indicator of said power as feedback to a transmitter.

7. A transmitter of a multiple-input multiple-output (MIMO) system for transmitting a plurality of data substreams derived from an overall data stream, comprising:

a plurality of encoders, one encoder for each of said data substreams, each of said encoders being responsive to rate information received as feedback from a receiver of said substreams transmitted by said transmitter; and
a plurality of symbol mappers, each of said symbol mappers coupled to receive a respective encoded version of one of said data substreams, and each of said symbol mappers also being responsive to said rate information.

8. The invention as defined in claim 7 further comprising a plurality of gain multipliers responsive to power information received as part of said feedback from said receiver.

9. The invention as defined in claim 7 further comprising a plurality of interleavers, each respective one of said interleavers being coupled between a respective one of said encoders and a respective one of said symbol mappers.

10. The invention as defined in claim 7 wherein each of said symbol mappers is associated with a respective one of said encoders for a respective one of said data substreams.
11. The invention as defined in claim 7 wherein each of said symbol mappers is associated with a respective one of said encoders along a transmit path for a respective one of said data substreams, and for each transmit path its associated encoder and symbol mapper receive the same rate from said rate information.
12. The invention as defined in claim 7 further comprising a rate controller for supplying to each of said symbol mappers and said encoders a rate to be used in response to said rate information.
13. The invention as defined in claim 7 further comprising a rate controller for supplying to each of said symbol mappers and said encoders a rate to be used in response to said rate information as a function of said rate information which is received in an encoded format.
14. The invention as defined in claim 7 further comprising a rate controller for supplying to each of said symbol mappers and said encoders a rate to be used in response to said rate information.
15. A transmitter of a multiple-input multiple-output (MIMO) system for transmitting a plurality of data substreams derived from an overall data stream, comprising:
- a plurality of gain appliers, one gain applier for each of said data substreams, each of said gain appliers being responsive to power information received as feedback from a receiver of said substreams transmitted by said transmitter.
16. The invention as defined in claim 15 wherein said gain applier is a multiplier.
17. The invention as defined in claim 15 further comprising a gain controller for supplying to each of said gain appliers a power to be used in response to said power information.
18. The invention as defined in claim 15 further comprising a gain controller for supplying to each of said gain appliers a power to be used as a function said power information which is received in an encoded format.
19. A receiver of a multiple-input multiple-output (MIMO) system for receiving a plurality of data substreams derived from an overall data stream, comprising:
- a channel estimator for developing (i) an overall channel estimate from said received plurality of data substreams and (ii) an estimate of noise power in said overall channel; and
- a power calculator for calculating powers, one for each respective one of said substreams, to be used by a transmitter of said substreams.
20. A receiver of a multiple-input multiple-output (MIMO) system for receiving a plurality of data substreams derived from an overall data stream, comprising:
- a channel estimator for developing (i) an overall channel estimate from said received plurality of data substreams and (ii) an estimate of noise power in said overall channel; and
- a rate calculator for calculating rates, one for each respective one of said substreams, to be used by a transmitter of said substreams.
21. A method for use in processing for transmission in a multiple-input multiple-output (MIMO) system a plurality of data substreams derived from an overall data stream, the method comprising the steps of:
- encoding each of said data substreams as a function of each indicator of a respective rate received as feedback from a receiver of said MIMO system for each of said data substreams to produce encoded data substreams; and
- mapping each of said encoded data substreams after they are each respectively interleaved, said mapping for each of said encoded interleaved data stream being performed using a constellation selected as a function of each of said indicators of said respective rate received as feedback from a receiver of said MIMO system for each of said data substreams to produce encoded interleaved mapped data substreams.
22. The invention as defined in claim 21 further comprising the step of controlling the power of each of said encoded interleaved mapped data substreams as a function of respective indicators received as feedback from said receiver of said MIMO system for power control of each of said encoded interleaved mapped data substreams.
23. The invention as defined in claim 22 wherein there are N transmit paths, one for each data substream and M receive paths, so that there are NxM channels, said indicators and said rates are developed in said receiver by the steps of:

developing overall channel estimate \hat{H} , which is an $N \times M$ matrix;
 determine a noise power in the channel, $\hat{\sigma}^2$.
 initializing counter n to the value of N ;
 initializing variable $P_{\text{remaining}}$ to the total transmit power available in the system P_T ;
 assigning an initial power allocation of the n^{th} substream P_n to a value of $P_{\text{remaining}}/n$;
 computing $R_n = \log_2(1 + P_n \mathbf{h}_n^H (\mathbf{H}_{n+1:N} \mathbf{P}_{n+1:N} \mathbf{H}_{n+1:N}^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_n)$ ($n = 1, \dots, N$)
 where

R_n is a rate to use for the for the n^{th} transmit substream;

$$\mathbf{h}_n = [h_{1,n} \dots h_{M,n}]^T$$

is the complex M -dimensional vector for the n^{th} transmit substream;
 $h_{m,n}$ is the complex channel coefficient from the n^{th} transmit substream to the m^{th} receive branch, with $m = 1 \dots M$;
 superscript T indicates the matrix transpose operation;
 $\mathbf{H}_{n+1:N} = [\mathbf{h}_{n+1} \dots \mathbf{h}_N]$ is an M -by- $(N-n)$ matrix;
 $\mathbf{P}_{n+1:N} = \text{diag}(P_{n+1} \dots P_N)$ is the diagonal $(N-m)$ matrix of assigned powers;
 superscript H indicates the Hermitian transpose operation;
 superscript -1 denotes the matrix inverse;
 and
 \mathbf{I} is the identity matrix of size $M \times M$;

quantizing R_n to the nearest step size to develop \bar{R}_n ; and
 recalculating the power of current substream n by calculating

$$\bar{P}_n = \frac{2^{\bar{R}_n} - 1}{\mathbf{h}_n^H (\mathbf{H}_{n+1:N} \mathbf{P}_{n+1:N} \mathbf{H}_{n+1:N}^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_n}$$

, where \bar{P}_n indicates a recalculated power.

24. The invention as defined in claim 22 further comprising the following steps when $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n > 0$

decrementing n ;
 setting $P_{\text{remaining}}$ to $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n$; and
 when n is not equal to zero, repeating said assigning, computing, quantizing, and recalculating steps.

25. The invention as defined in claim 22 further comprising the following steps when $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n \leq 0$

setting \bar{R}_n equal to value of R_n quantized down to the nearest step size value that is less than R_n ; and
 repeating said recalculating step.

26. A method for use in a receiver of a multiple-input multiple-output (MIMO) system, in which there are N transmit paths, one for each data substream to be transmitted and M receive paths, so that there are $N \times M$ channels in an overall channel, the method comprising the steps of:

developing overall channel estimate \hat{H} , which is an $N \times M$ matrix;
 determine a noise power in the channel, $\hat{\sigma}^2$.
 initializing counter n to the value of N ;
 initializing variable $P_{\text{remaining}}$ to the total transmit power available in the system P_T ;
 assigning an initial power allocation of the n^{th} substream P_n to a value of $P_{\text{remaining}}/n$;
 computing $R_n = \log_2(1 + P_n \mathbf{h}_n^H (\mathbf{H}_{n+1:N} \mathbf{P}_{n+1:N} \mathbf{H}_{n+1:N}^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_n)$ ($n = 1, \dots, N$)
 where

R_n is a rate to use for the for the n^{th} transmit substream;

$\mathbf{h}_n = [h_{1,n} \dots h_{M,n}]^T$ is the complex M -dimensional vector for the n^{th} transmit substream;

$h_{m,n}$ is the complex channel coefficient from the n^{th} transmit substream to the m^{th} receive branch, with $m = 1 \dots M$;
 superscript T indicates the matrix transpose operation;

$\mathbf{H}_{n+1:N} = [\mathbf{h}_{n+1} \dots \mathbf{h}_N]$ is an M -by- $(N-n)$ matrix;
 $\mathbf{P}_{n+1:N} = \text{diag}(P_{n+1} \dots P_N)$ is the diagonal $(N-m)$ matrix of assigned powers;
 superscript H indicates the Hermitian transpose operation;
 superscript -1 denotes the matrix inverse;
 and
 \mathbf{I} is the identity matrix of size $M \times M$;

quantizing R_n to the nearest step size to develop \bar{R}_n ; and
 recalculating the power of current substream n by calculating

$$\bar{P}_n = \frac{2^{\bar{R}_n} - 1}{\mathbf{h}_n^H (\mathbf{H}_{n+1:N} \mathbf{P}_{n+1:N} \mathbf{H}_{n+1:N}^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_n}$$

, where \bar{P}_n indicates a recalculated power.

27. The invention as defined in claim 26 further comprising the following steps when $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n > 0$

decrementing n ;
setting $P_{\text{remaining}}$ to $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n$; and
when n is not equal to zero, repeating said as-
signing, computing, quantizing, and recalculat-
ing steps.

5

28. The invention as defined in claim 26 further com-
prising the following steps when $P_{\text{remaining}} - \bar{P}_n \leq 0$

setting \bar{R}_n equal to value of R_n quantized down 10
to the nearest step size value that is less than
 R_n ; and
repeating said recalculating step.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

FIG. 1

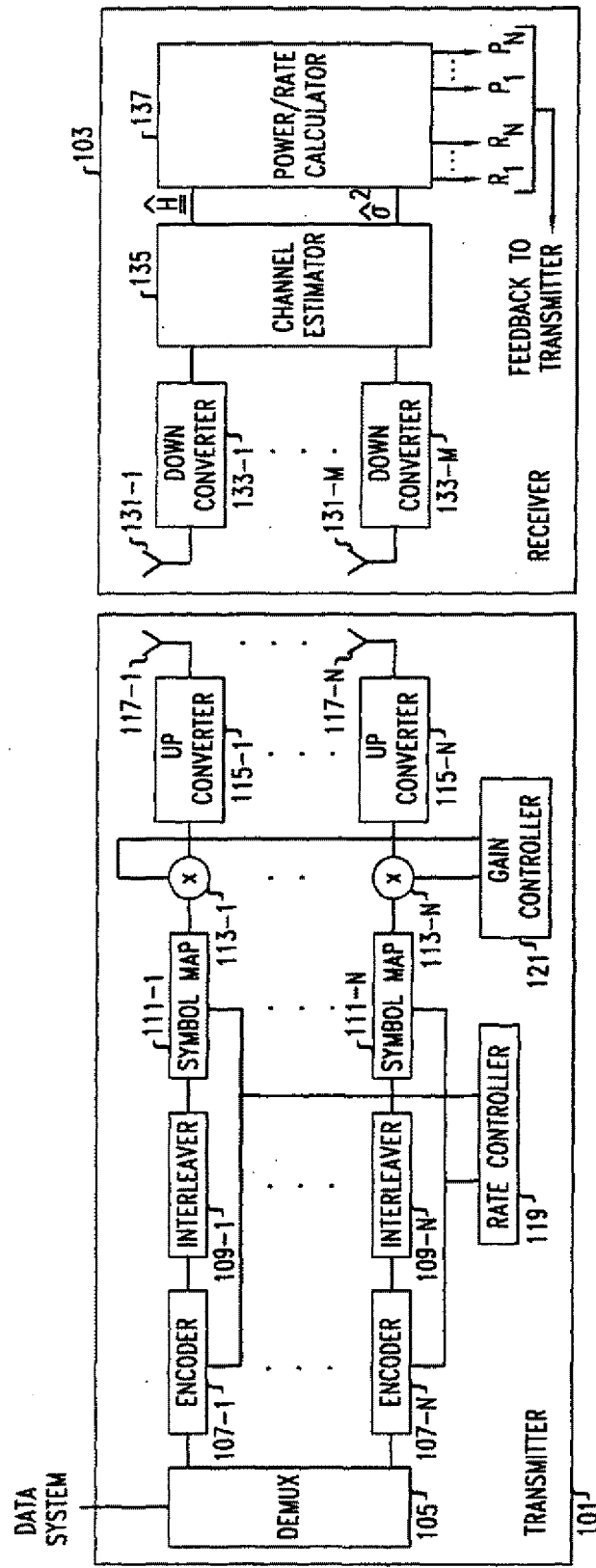
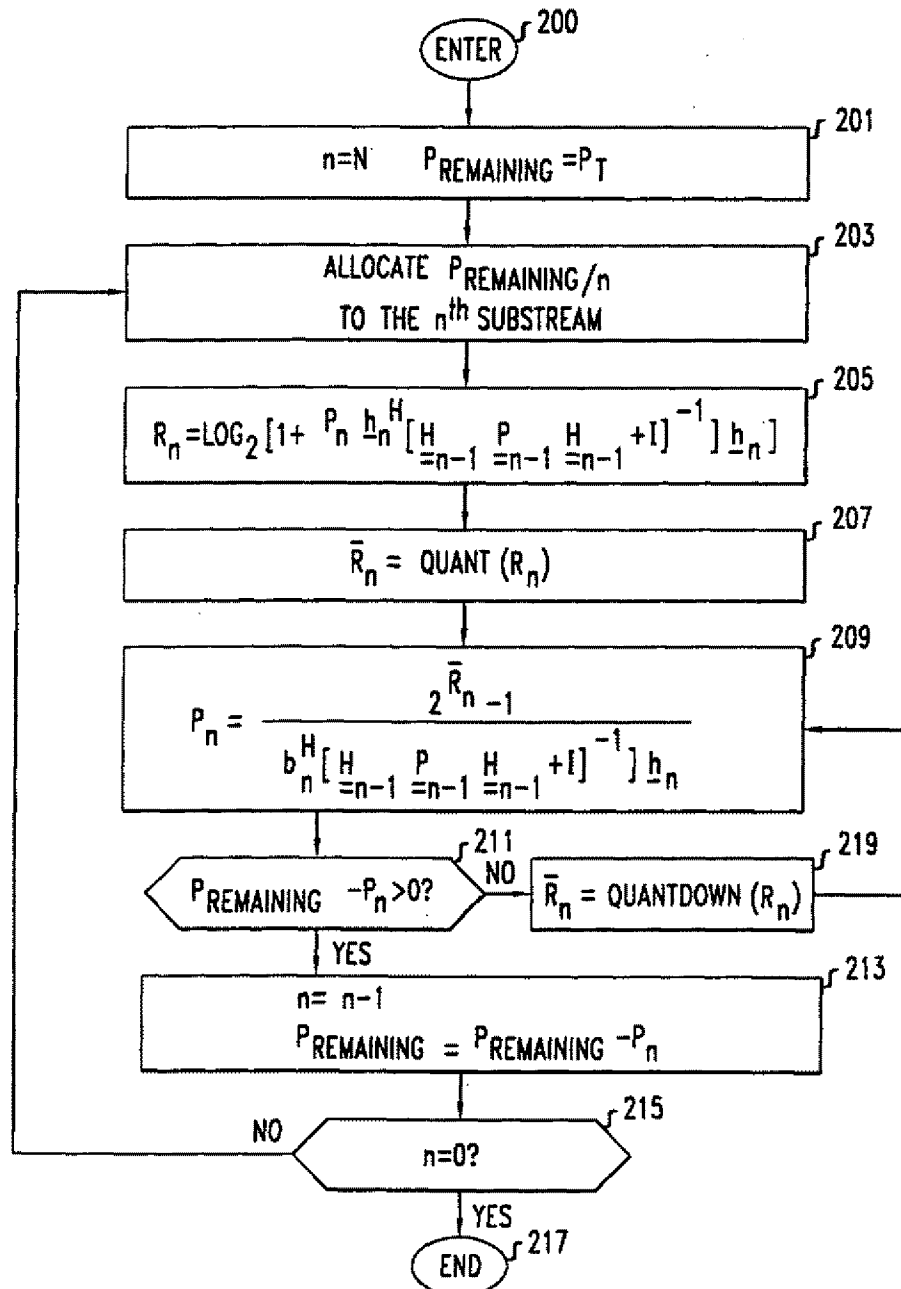


FIG. 2





European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 01 30 4722

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.7)
Y	WO 00 13362 A (HALFMANN RUEDIGER ;EICHINGER JOSEF (DE); LIEGL WERNER (DE); SIEMEN) 9 March 2000 (2000-03-09) * abstract * * claims 1-18 * * figures 2,3 *	1-28	H04L1/00 H04B7/06
Y	KOUSA M A ET AL: "MULTICHANNEL ADAPTIVE SYSTEM" IEE PROCEEDINGS I. SOLID- STATE & ELECTRON DEVICES, INSTITUTION OF ELECTRICAL ENGINEERS, STEVENAGE, GB, vol. 140, no. 5, PART 1, 1 October 1993 (1993-10-01); pages 357-364, XP000403498 ISSN: 0956-3776 * the whole document *	1-28	
A	US 6 084 919 A (CHUPRUN JEFFERY SCOTT ET AL) 4 July 2000 (2000-07-04) * abstract * * column 8, line 10-25 * * column 8, line 56-65 * * figures 1,2 *	1-28	TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.7) H04L H04B
A	KNOPP R ET AL: "Power control schemes for TDD systems with multiple transmit and receive antennas" GLOBAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE - GLOBECOM '99, 1999, pages 2326-2330, XP010373369 * the whole document *	1-28	
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search THE HAGUE		Date of completion of the search 18 March 2002	Examiner Yang, Y
<p>CATEGORY OF CITED DOCUMENTS</p> <p>X : particularly relevant if taken alone Y : particularly relevant if combined with another document of the same category A : technological background O : non-written disclosure P : intermediate document</p> <p>T : theory or principle underlying the invention E : earlier patent document, but published on, or after the filing date D : document cited in the application L : document cited for other reasons & : member of the same patent family, corresponding document</p>			

EPO FORM 1503 02-02 (F04C01)

**ANNEX TO THE EUROPEAN SEARCH REPORT
ON EUROPEAN PATENT APPLICATION NO.**

EP 01 30 4722

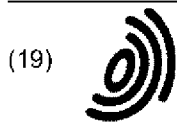
This annex lists the patent family members relating to the patent documents cited in the above-mentioned European search report. The members are as contained in the European Patent Office EDP file on
The European Patent Office is in no way liable for these particulars which are merely given for the purpose of information.

18-03-2002

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
WO 0013362	A	09-03-2000	CN	1325573 T	05-12-2001
			WO	0013362 A1	09-03-2000
			EP	1108305 A1	20-06-2001
US 6084919	A	04-07-2000	AU	2474199 A	16-08-1999
			WO	9939472 A1	05-08-1999

EPO FORM P0489

For more details about this annex : see Official Journal of the European Patent Office, No. 12/82



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 1 185 001 B1**

(12) **EUROPEAN PATENT SPECIFICATION**

(45) Date of publication and mention
of the grant of the patent:
12.07.2006 Bulletin 2006/28

(51) Int Cl.:
H04B 7/06^(2006.01) H04L 1/06^(2006.01)
H04L 27/26^(2006.01)

(21) Application number: **01307097.4**

(22) Date of filing: **21.08.2001**

(54) **Adaptive time diversity and spatial diversity for OFDM**

Adaptives Raumdiversität und Zeitdiversität für OFDM

Diversité spatiale et diversité temporelle adaptatives pour OFDM

(84) Designated Contracting States:
DE FR GB

(30) Priority: **01.09.2000 US 229972 P**
29.12.2000 US 750804

(43) Date of publication of application:
06.03.2002 Bulletin 2002/10

(60) Divisional application:
06008933.1

(73) Proprietor: **Nortel Networks Limited**
St.Laurent, Quebec H4S 2A9 (CA)

(72) Inventors:
• **Wu, Shiquan**
Nepean,
Ontario, K2G 6L8 (CA)
• **Tong, Wen**
Ottawa,
Ontario K2C 3L7 (CA)
• **Strawczynski, Leo**
Ottawa,
Ontario K2A 2J5 (CA)

(74) Representative: **Mackenzie, Andrew Bryan et al**
Marks & Clerk
45 Grosvenor Road
St. Albans, Hertfordshire AL1 3AW (GB)

(56) References cited:
EP-A- 1 037 303 WO-A-01/45300
WO-A-98/09381 WO-A-99/14871

- **LI Y G ET AL: "TRANSMITTER DIVERSITY FOR OFDM SYSTEMS AND ITS IMPACTS ON HIGH-RATE WIRELESS NETWORKS" ICC '99. 1999 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. CONFERENCE RECORD. VANCOUVER, CA, JUNE 6 - 10, 1999, IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1, 6 June 1999 (1999-06-06), pages 534-538, XP000898323 ISBN: 0-7803-5285-8**
- **HYEON WOO LEE ET AL: "PERFORMANCE ANALYSIS OF DOWN LINK TIME SWITCHED TRANSMIT DIVERSITY (TSTD) IN W-CDMA SYSTEM" VTC 2000-SPRING. 2000 IEEE 51ST. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS. TOKYO, JAPAN, MAY 15-18, 2000, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 1 OF 3. CONF. 51, 15 May 2000 (2000-05-15), pages 561-565, XP000970682 ISBN: 0-7803-5719-1**

Note: Within nine months from the publication of the mention of the grant of the European patent, any person may give notice to the European Patent Office of opposition to the European patent granted. Notice of opposition shall be filed in a written reasoned statement. It shall not be deemed to have been filed until the opposition fee has been paid. (Art. 99(1) European Patent Convention).

Description**CROSS-REFERENCE TO RELATED PATENT APPLICATIONS**

5 **[0001]** Reference is made copending patent application entitled: CHANNELS ESTIMATION FOR MULTIPLE INPUT - MULTIPLE OUTPUT, ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) SYSTEM. This application is a utility patent application based on provisional patent application serial 30/229972, filed September 1, 2000.

BACKGROUND OF THE INVENTION**Field of the Invention**

10 **[0002]** The invention relates to adapting time diversity and spatial diversity for use in an orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) environment, using a multiple input and multiple output (MIMO) structure.

Discussion of Related Art

15 **[0003]** A multiple input, multiple output (MIMO) structure has multiple communication channels that are used between transmitters and receivers. A space time transmitter diversity (STTD) system may be used on a MIMO structure, but it will not increase the data throughput. Indeed, for a high level configuration, the data rate may even reduce. In an STTD system, the transmitters deliver the same information content within consecutive symbol duration so that time diversity may be exploited. To efficiently use the multiple transmitters of the MIMO structure, however, the transmission data rate needs to be increased.

20 **[0004]** The most straightforward solution to increase the transmission data rate is to use forward error correction (FEC) dump independent data to each transmitter. A forward error correction (FEC) encoder produces in-phase and quadrature-phase data streams for the digital QAM modulator in accordance with a predetermined QAM constellation. The QAM modulator may perform baseband filtering, digital interpolation and quadrature amplitude modulation. The output of the QAM modulator is a digital intermediate frequency signal. A digital to analog (D/A) converter transforms the digital IF signal to analog for transmission.

25 **[0005]** The problem arises, however, as to how to safely recover the transmitted data. For a 2x2 system (two transmitters, two receivers) for example, after the channel information is obtained, the recovery process entails formulating two equations with two unknowns that need to be solved. The two unknowns may be determined only if the 2x2 channel is invertible. In practice, however, two situations may be encountered, i.e., the channel matrix is rank deficient so the unknowns cannot be determined or the frequency response channel matrix is invertible but has a very small eigen value.

30 **[0006]** The first situation arises when the channels are highly correlated, which may be caused either by not enough separation of the transmitters or by homology of the surroundings. For the second situation, although the equations are solvable, the solution can cause a high bit error rate (BER), because a scale up of the noise can result in an incorrect constellation point.

35 **[0007]** Orthogonal frequency-domain multiplexing (OFDM) systems were designed conventionally for either time diversity or for space diversity, but not both. The former will provide a robust system that combats signal fading but cannot increase the data rate capacity, while the latter can increase the data rate capacity but loses the system robustness. An OFDM signal contains OFDM symbols, which are constituted by a set of sub-carriers and transmitted for a fixed duration.

40 **[0008]** The MIMO structure may be used for carrying out time diversity for an OFDM system. For instance, when one transmitter transmits an OFDM signal, another transmitter will transmit a fully correlated OFDM signal to that transmitted by the one transmitter. The same OFDM signal is transmitted with, for instance, a fixed OFDM duration.

45 **[0009]** On the other hand, spatial diversity entails transmitting independent signals from different transmitters. One example of this type of transmission is described in International Application WO 98/09381. Thus, transmitting two independent OFDM signals from two transmitters, respectively, results in a double data rate capacity from the parallel transmission that occurs.

50 **[0010]** When the signal to noise ratio (SNR) is low, the frame error rate (FER) is large, so that a data packet transmission will be decoded incorrectly and will need to be retransmitted. The quality of service (QoS) defines the number of times that the same packet can be retransmitted, eg., within an OFDM architecture. The OFDM system on a MIMO structure, therefore, should be adaptable to ensure that the QoS is maintained.

55 **[0011]** For any given modulation and code rate, the SNR must exceed a certain threshold to ensure that a data packet will be decoded correctly. When the SNR is less than that certain threshold, the bit error rate (BER) will be larger, which results in a larger FER. The larger the FER, the more retransmissions of the same packet will be required until the packet is decoded correctly. Thus, steps may need to be taken to provide the OFDM system with a higher gain. If the SNR is at or above the threshold, then there is no need to increase the gain of the architecture to decode the data packets

correctly. One challenge is to adapt the OFDM system to use time diversity when signal fading is detected as problematic and to use spatial diversity at other time to increase the data rate transfer.

[0012] In a conventional OFDM system, there are many OFDM modes, for examples are the 1k mode (1024 tones) and the half k mode(512 tones). For 1k mode, the number of sub-carriers is 1024 and for the half k mode, the number of sub-carriers is 512. The 1k mode is suitable for a channel with long delay and slow temporal fading, while the 512 mode is suitable for the channel with a short delay and fast temporal fading. But which mode will be used is really depending on the real environment.

[0013] A transaction unit of a conventional OFDM signal is an OFDM frame that lasts 10 ms. Each OFDM frame consists of 8 OFDM slots and each slot lasts 1.25 ms. Each OFDM slot consists of 8 OFDM symbols and some of the OFDM symbols will be the known preambles for access and channels estimation purposes. An OFDM super frame is made up of 8 OFDM frames and lasts 80 ms.

[0014] In addition to transmitted data, an OFDM frame contains a preamble, continual pilot sub-carriers, and transmission parameter sub-carriers/scattered sub-carriers. The preamble contains OFDM symbols that all used for training to realize timing, frequency and sampling clock synchronization acquisitions, channel estimation and a C/I calculation for different access points.

[0015] The continual pilot sub-carriers contain training symbols that are constant for all OFDM symbols. They are used for tracking the remaining frequency/sampling clock offset after the initial training.

[0016] The transmission parameter sub-carrier/scattered sub-carriers are dedicated in each OFDM symbol and reserved for signalling of transmission parameters, which are related to the transmission scheme, such as channel coding, modulation, guarding interval and power control. The transmission parameter sub-carriers are well protected and therefore can be used as scattered pilot sub-carriers after decoding.

[0017] One application for determining whether sub-carriers should be assigned to time diversity or spatial diversity is to conform statistical analysis of traffic demands during particular times of the day, such as peak and off-peak. The OFDM system may preferably bias toward either time diversity or spatial diversity based on such a statistical analysis.

BRIEF SUMMARY OF THE INVENTION

[0018] According to one aspect of the invention there is provided a receiving apparatus as claimed in Claim 1.

[0019] According to a second aspect of the invention there is provided transmitting apparatus to claimed in Claim 9.

[0020] According to a further aspect of the present invention methods for use with an adaptive OFDM system as claimed in Claims 20 and 27 are provided.

[0021] One aspect of the invention pertains to employing adaptive STDD and spatial multiplexing (SM) based on comparing the channel condition of each sub-carrier with a threshold. When a sub-carrier is accommodated on channels that have a "well conditioned" channel matrix, spatial multiplexing may be used to create independent transmission paths and therefore increase the data rate. A "well conditioned" channel matrix arises when the smallest eigen value is not too small as compared to a threshold value, such as the noise power increase when multiplied by its inverse. For those sub-carriers whose channel matrices have smaller eigen values, the receiver cannot recover the parallel transmitted information symbols. As a result, STTD is used to guarantee a robust system.

[0022] Encoders associated with the transmitter side encode or classify sub-carriers in accordance with one of two groups based on a feedback signal; one of the groups is to forward error correction (FEC) time diversity and the other of the two groups is to forward error correction (FEC) spatial diversity. This grouping is based on results from a comparison made at the receiver side between a threshold value and either a calculated smallest eigen value of a frequency response matrix, the smallest element in a diagonal of the matrix, or a ratio of the largest and smallest eigen values in the matrix.

[0023] The threshold value is based on the transmitter and receiver antenna configuration, environmental constraints of the OFDM communication system, and/or on statistical analysis of communication traffic demands. The estimate value is derived from channel estimation of multiple channels of multi-input multi-output (MIMO) type systems.

[0024] Time diversity is used to reduce adverse signal fading. Spatial diversity is used to increase the data rate, which time diversity cannot do. When sub-carriers use time diversity, it means that signal fading is strong so that parallel transmission of data packets can not be done to overcome the insufficient gain problem. Instead, time diversity is used to get the necessary gain for the OFDM system, even though the data rate capacity suffers. An SNR gain is assured with time diversity, because of the orthogonality matrix pattern inherent among transmitted samples in the OFDM system. On the other hand, when sub-carriers use spatial diversity, signal fading is weak so that parallel transmissions may occur to increase the data rate capacity. Thus, there is no need to increase the gain of the OFDM system, which means that the data rate may be increased.

[0025] In operation, the OFDM system of the invention may start transmission of data packets with either time diversity or spatial diversity. The receiver side will estimate the channels and decode the data packets. After the channel information, is obtained, the receiver side will calculate the eigen values of the channel matrices to the extent possible. The controller then determines whether the sub-carrier to use time diversity or spatial diversity based on one of three criteria

(only one of which is dependent upon the eigen value calculation). The receiver then reports back or feedbacks to the transmitter side with this information, i.e., about whether the sub-carrier is to use time diversity or spatial diversity so as to trigger the next round of transmission accordingly.

BRIEF DESCRIPTION OF THE SEVERAL VIEWS OF THE DRAWING

[0026] For a better understanding of the present invention, reference is made to the following description and accompanying drawings, while the scope of the invention is set forth in the appended claims.

- Fig. 1 is a schematic representation of a generic multi-input, multi-output orthogonal frequency-division multiplexing transmitter in accordance with an embodiment of the invention.
 Fig. 2 is a schematic representation of an orthogonal frequency-division multiplexing symbol.
 Fig. 3 is a space time transmitter diversity (STTD) orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) encoder for loading data to a sub-carrier in G1 which will be specified in the forthcoming sections.
 Fig. 4 is a spatial multiplexing (SM) orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) encoder for loading data to a sub-carrier in G2 which will be specified in the forthcoming sections.
 Fig. 5 is a schematic representation of two pure STTD transmitters that save one half of the IFFT computation.
 Fig. 6 is a schematic representation of four pure STTD transmitters that save three fourths of the IFFT computation.
 Fig. 7 is a schematic representation a generic receiver structure.
 Fig. 8 is a schematic representation of configurations of a two receiver antenna case and a three receiver antenna case.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

[0027] The invention concerns a practical time and spatial diversity combination that fits into an OFDM system. The OFDM system of the invention can automatically adapt the channel variation and make trade off between time diversity and spatial diversity. In an exemplary environment, the data rate can be increased 1.8 times for 2x2 configuration (2 transmitters, 2 receivers), which gives 80 Mbps, and 2.7 times for 3x3 configuration (3 transmitters, 3 receivers) which gives 121 Mbps within 6MHz, while keep the robustness of the system.

[0028] Turning to the drawing, Figure 1 shows a generic MIMO and OFDM transmitter system. In the figure, STTD and SM are the abbreviations of Space-Time-Transmitter Diversity and Spatial Multiplexing. The MIMO OFDM is configured as two level adaptations as shown in Figure 1, namely, space/time diversity adaptation and coding/modulation adaptation. The space/time diversity adaptation is determined by the carrier to interference power ratio or signal to noise power ratio.

[0029] Information data is fed into adaptive coding modulation, the modulation is multiplexed and fed into adaptive space/time diversity encoding and assignment. A receiver feedback to provide feedback signals to the adaptive coding of modulation, multiplexer and adaptive space/time diversity is also provided. The multiplexed signals in the adaptive space/time diversity pass through STTD/SM OFDM encoders and the encoded signals transmit to associated antennas. The adaptive coding and modulation includes a forward error correction (FEC) encoder, an interleaver and an m-PSK modular.

[0030] If x MHz bandwidth is available, then Orthogonal Frequency Division Multiplexing OFDM is to chop this whole spectrum into many small pieces of equal width and each of them will be used as a carrier. The width of the piece will be determined by delay spread of the targeted environment.

[0031] The STTD/OFDM encoder is responsible for the assignment of the constellation points to each sub-carrier. For M transmitters, M OFDM symbols data are loaded in general (so the bit loading will be calculated according to this number), but it will depend on the STTD structure. Figure 2 illustrates one OFDM symbol.

[0032] For each sub-carrier that is indexed k , its loading will be determined by its corresponding channel condition. For N receivers, the frequency channel responses may be represented by an $M \times N$ matrix, say $H(k)$. The channel condition will be described by one of the following 3 criteria.

1. Smallest eigen value of $H(k)H(k)^*$
2. Smallest element of the diagonal of $H(k)H(k)^*$
3. The ratio of largest and smallest eigen values of $H(k)H(k)^*$

[0033] A set of thresholds for each criterion and for each system configuration is used. These thresholds will be service parameters and can be used as quality of service (QoS) or billing purposes.

[0034] With each criterion and a given threshold, all the sub-carriers will be classified into two groups G1 and G2 by a controller at the receiver side. The controller directs the transmission of a feedback signal indicative of the result of

the classification. The feedback signal is received at the transmitter side and interpreted by a controller at the transmitter side. The sub-carriers classified in G1 will use STTD encoder at the transmission side while those classified in G2 will use the SM encoder at the transmission side.

[0035] After the subcarriers have been classified into the two groups G1 and G2, the modulation scheme on each sub-carrier will be determined by the estimated C/I (carrier to interference ratio) or SNR (signal to noise ratio). As a result, a modulation scheme, such as of QPSK or m-PSK or various QAM, will be selected to satisfy QoS (quality of service) based on the determination made by the estimated C/I or SNR. This is another level adaptation that may maximize the throughput gain.

[0036] For instance, when the QoS is defined, the FER (frame error rate) may be ten percent. The goal is to choose a modulation scheme according to the perceived C/I or SNR to satisfy this QoS, yet still maximizing the throughput of data flow. To achieve this, a pre-defined look-up table may be accessed that is in accordance with various QoS.

[0037] In determining which modulation scheme will satisfy the criteria, the C/I or SNR estimation is done during mobile access, after looking for the strongest signal from the base station first. Based on such knowledge and estimation, one is able to get a rough idea as to which modulation scheme should be used. Regardless of the modulation scheme selected initially, the invention is configured to automatically adapt toward whichever modulation scheme represents the optimal modulation.

[0038] Fig. 3 shows how to load data on sub-carrier k for a situation involving 2 transmitters for example. This data loading is done within a pair of OFDM symbols. As can be appreciated, apparently one sample has been transmitted twice within 2 OFDM symbols duration via 2 transmitters. Thus, the data rate is the same as for the one transmitter OFDM system.

[0039] Fig. 4 shows how to load data on sub-carrier k in G2 for a situation involving 2 transmitters. In this case, each transmitter transmits independent data and therefore the data rate is double for 2 transmitters and M times for M transmitters.

[0040] The adaptive time diversity and spatial diversity for OFDM works as follows. Starting out, an STTD mode is used for all sub-carriers. The receiver estimates the channel profiles and then directs a feedback of its preference either to STTD or spatial multiplexing (SM) on each sub-carrier.

[0041] The whole sub-carrier indices $\{K_{\min}, K_{\min}+1, \dots, K_{\max}\}$ are then divided into two disjoint subsets I_{sttd} and I_{sm} . The one with fewer elements will be the feedback to the transmitters. The extreme case is that one of them is an empty set, which means use of either pure STTD or pure SM. As in the pure STTD system, the transmitters always consider two OFDM symbols as the basic transmission unit for 2x2 configuration and M OFDM symbols for a system has M transmitters.

[0042] The number of input bits, however, needs to be calculated according to a modulation scheme and a dynamic distribution of I_{sttd} and I_{sm} . More precisely, the number of bits needed for the two consecutive OFDM symbols is $2x|I_{\text{sttd}}|L + 4x|I_{\text{sm}}|L$, where L is the modulation level which equals to 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8.

[0043] When a granularity problem arises, the two OFDM symbols are repacked to fit the granularity by removing some sub-carriers from I_{sm} into I_{sttd} . This may sacrifice the data rate somewhat, but keep the system robust.

[0044] In the receiver side, a quadrature amplitude modulation QAM de-mapping block is used to de-map the received data according to I_{sttd} and I_{sm} .

[0045] STTD is the baseline of the service quality. This means that when parallel transmission is carried out in the designated communication channels, then it is guaranteed parallel transmission, because the BER or FER will be controlled to achieve the necessary QoS. The transmitters will propagate the transmissions at the same constant power and the modulation will be the same for each transmitter. Thus, no power pouring technique needs to be employed.

[0046] Three thresholds are used to classify the sub-carriers. Indeed, the threshold can be used as a service parameter and tuned aggressive to either STTD mode or SM mode according to customer demand, i.e., based on statistical analysis of that demand.

[0047] As an example, for the case where the smallest eigen value is used as the threshold in a 2x2 configuration (2 transmitters, 2 receivers), there is a 60 % opportunity to do parallel transmission with 0.5 as the threshold value, which may be scale the noise 3 dB up. for a 2x4 configuration (2 transmitters, 4 receivers), there is an 80 % opportunity to do parallel transmission with 1 as the threshold value, which may even reduce the noise.

[0048] Fig. 5 shows a special, but very practical situation, which shows two pure STTD transmitters that save $\frac{1}{2}$ of an inverse fast Fourier transform (IFFT) computation. The present invention may automatically switch to this scenario in a vulnerable environment involving 2 transmitters.

[0049] Conventionally, one would expect each transmitter to transmit 2 OFDM symbols every 2 OFDM symbol duration. Thus, there are 4 OFDM symbols transmitted for every 2 OFDM duration that go through a respective independent IFFT computation engine. This means that a complex number IFFT computation is expected to be conducted four times.

[0050] For a pure STTD implementation with 2 and 4 transmit antennas, the computational efficient implementation is shown in Figures 5 and 6 respectively. The scheme in Figure 5 requires $\frac{1}{2}$ of the IFFT computation and the scheme in Figure 6 requires $\frac{1}{4}$ of the IFFT computation as compared with a straightforward implementation that performs the

computations separately.

[0051] In accordance with Fig. 5, however, there is data crossing between two transmitters, which saves two IFFT computations. Yet, it provides four IFFT outputs, which is exactly the same results where four independent IFFTs are used. Although four IFFT operations are shown in Fig. 5, they are operating on real vectors, which means the computational complexity of a real IFFT equals the complex IFFT with a half size. Therefore, the computational time saving comes from the relationship between IFFT on a vector and its conjugate.

[0052] In Fig. 5, the bits are coded bits, which are the input to variable M-PSK/QAM mapping.. The mapping will map the bits to the corresponding constellation points according to the Gray rule; constellation points here refer to any modulation scheme, such as QPSK, m-PSK, QAM, etc. The constellation vector will be inserted with a pilot into a multiplex and then into first in first out (FIFO) buffers.

[0053] The designations $S_0, S_1, S_2, S_3, S_{2046}, S_{2047}$, in the FIFO buffer represent complex vectors. The function $\text{Re}\{\}$ refers to just taking the real part of the complex vector. The designation $\text{Im}\{\}$ refers to just taking the imaginary part of the complex vector. The real and imaginary parts are fed as input into IFFTs. The designation D/A refers to a digital to analog converter.

[0054] The transmission order for the first transmitter is OFDM symbol b and then d ...; the transmission order for the second transmitter is OFDM symbol g and then f etc. Before each OFDM symbol is transmitted, the cyclic extension will be appended somewhere in the OFDM symbol.

[0055] Periodically inserted preambles will serve for the timing recovery, framing, frequency offset estimation, clock correction and overall channel estimation. The estimated channel samples will be used for the continuous spectrum channel reconstruction. Pilot symbols will serve for phase correction, final tuning of channel estimation.

[0056] The mathematical equivalence for Fig. 5 is as follows

$$b = IFFT \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_{2046} \end{bmatrix}, \quad d = IFFT \begin{bmatrix} -S_1^* \\ -S_3^* \\ \vdots \\ -S_{2047}^* \end{bmatrix}, \quad f = IFFT \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ \vdots \\ S_{2047} \end{bmatrix}, \quad g = IFFT \begin{bmatrix} S_0^* \\ S_2^* \\ \vdots \\ S_{2046}^* \end{bmatrix}$$

[0057] Fig. 6 shows four Pure STTD Transmitters that represents a rate 3/4 STTD encoder as:

Tx1	$S(0)$	$-S(1)^*$	$S(2)^*/\sqrt{2}$	$S(2)/\sqrt{2}$
Tx2	$S(1)$	$S(0)^*$	$S(2)^*/\sqrt{2}$	$-S(2)/\sqrt{2}$
Tx3	$S(2)/\sqrt{2}$	$S(2)/\sqrt{2}$	$-\text{Re}\{S(0)\} + j\text{Im}\{S(1)\}$	$-\text{Re}\{S(1)\} + j\text{Im}\{S(0)\}$
Tx4	$S(2)/\sqrt{2}$	$S(2)/\sqrt{2}$	$\text{Re}\{S(1)\} + j\text{Im}\{S(0)\}$	$-\text{Re}\{S(0)\} - j\text{Im}\{S(1)\}$
Time	$[0 \ T]$	$[T \ 2T]$	$[2T \ 3T]$	$[3T \ 4T]$

[0058] Such an STTD encoder encodes every 3 OFDM symbols into 4 OFDM symbols and transmits to 4 antennas. Figure 6 scheme requires 1/4 IFFT computation compared to the straightforward implementation. The reason why computation is saved is for the same reasons as in Fig. 5. The parameters there are defined respectively as follows:

$$b = IFFT \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{3069} \end{bmatrix}, \quad g = IFFT \begin{bmatrix} S_0^* \\ S_1^* \\ \vdots \\ S_{3069}^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 f &= IFFT \begin{bmatrix} S_1 \\ S_4 \\ \vdots \\ S_{3070} \end{bmatrix}, d = IFFT \begin{bmatrix} S_1^* \\ S_4^* \\ \vdots \\ S_{3070}^* \end{bmatrix} \\
 g &= IFFT \begin{bmatrix} S_2 \\ S_5 \\ \vdots \\ S_{3071} \end{bmatrix}, u = IFFT \begin{bmatrix} S_2^* \\ S_5^* \\ \vdots \\ S_{3071}^* \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

[0059] Fig. 7 is an abstract diagram of a generic receiver structure.

STTD/SM OFDM decoder is sub-carrier based decoder. The structure and configuration of the STTD/SM OFDM decoder will depend on the architecture configuration.

Suppose sub-carrier m is STTD coded, i.e. m belongs to G1.

[0060] For a 2x2 configuration:

$S(2m)$ and $S(2m+1)$ are decoded by solving the following equations

$$\begin{bmatrix} y_1(q, m) \\ y_1(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(q, m) & h_{21}(q, m) \\ h_{21}(q, m)^* & -h_{11}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(q, m) \\ n_1(q+1, m) \end{bmatrix}$$

[0061] The assumption here is that the even indexed sample $S(2m)$ is transmitted in q th OFDM and the odd indexed sample $S(2m+1)$ is transmitted in $(q+1)$ th OFDM symbol.

[0062] There are 4 equations and two unknowns. So a least mean square solution can be obtained by multiplying the coefficient matrix to the received data vector. With the above two pairs, we will get two estimated of the same pair of samples. Their average will be the output of the

[0063] More statistics are performed after regrouping the equations. In fact, every pair of the equations will result a solution, every 3 equations also provide a new estimation, and all the equations will give a solution too. There are 10 combinations in total and therefore 10 estimation with these 4 equations. Their average or partial average will be used as the solution.

[0064] A 2x3 configuration is similar to 2x2, involving 6 equations:

$$\begin{bmatrix} y_1(q, m) \\ y_1(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(q, m) & h_{21}(q, m) \\ h_{21}(q, m)^* & -h_{11}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(q, m) \\ n_1(q+1, m) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_2(q, m) \\ y_2(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12}(q, m) & h_{22}(q, m) \\ h_{22}(q, m)^* & -h_{12}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_2(q, m) \\ n_2(q+1, m) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_3(q, m) \\ y_3(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{13}(q, m) & h_{23}(q, m) \\ h_{23}(q, m)^* & -h_{13}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3(q, m) \\ n_3(q+1, m) \end{bmatrix}$$

[0065] For a 2x4 configuration, there are 8 equations:

$$\begin{bmatrix} y_1(q, m) \\ y_1(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(q, m) & h_{21}(q, m) \\ h_{21}(q, m)^* & -h_{11}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(q, m) \\ n_1(q+1, m) \end{bmatrix}$$

5

$$\begin{bmatrix} y_2(q, m) \\ y_2(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12}(q, m) & h_{22}(q, m) \\ h_{22}(q, m)^* & -h_{12}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_2(q, m) \\ z_2(q+1, m) \end{bmatrix}$$

10

$$\begin{bmatrix} y_3(q, m) \\ y_3(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{13}(q, m) & h_{23}(q, m) \\ h_{23}(q, m)^* & -h_{13}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3(q, m) \\ n_3(q+1, m) \end{bmatrix}$$

15

$$\begin{bmatrix} y_4(q, m) \\ y_4(q+1, m)^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{14}(q, m) & h_{24}(q, m) \\ h_{24}(q, m)^* & -h_{14}(q, m)^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_4(q, m) \\ n_4(q+1, m) \end{bmatrix}$$

20

[0066] For a 4x2 configuration, there are 8 equations and 3 unknowns

25

$$\begin{bmatrix} y_1(q, m) \\ y_1(q+1, m) \\ y_1(q+2, m) \\ y_1(q+3, m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(3m-3) & s(3m-2) & \frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} & \frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} \\ -s(3m-2)^* & s(3m-3)^* & \frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} & -\frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} \\ \frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & \frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & \eta(m) & \kappa(m) \\ \frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & \nu(m) & \zeta(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11}(m) \\ h_{21}(m) \\ h_{31}(m) \\ h_{41}(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{21} \\ n_{31} \\ n_{41} \end{bmatrix}$$

35

where

$$\eta(m) = -\text{Re}(s(3(m-1))) + j \text{Im}(s(3(m-1) + 1)),$$

40

$$\kappa(m) = -\text{Re}(s(3(m-1) + 1)) + j \text{Im}(s(3(m-1))),$$

$$\nu(m) = \text{Re}(s(3(m-1) + 1)) + j \text{Im}(s(3(m-1))),$$

$$\zeta(m) = -\text{Re}(s(3(m-1))) - j \text{Im}(s(3(m-1) + 1)),$$

$h_{kl}(m)$ is the frequency channel response of the channel between transmitter k and receiver l .

[0067] Similarly, the received data for the 4x2 configuration is

45

$$\begin{bmatrix} y_2(q, m) \\ y_2(q+1, m) \\ y_2(q+2, m) \\ y_2(q+3, m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(3m-3) & s(3m-2) & \frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} & \frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} \\ -s(3m-2)^* & s(3m-3)^* & \frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} & -\frac{s(3m-1)}{\sqrt{2}} \\ \frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & \frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & \eta(m) & \kappa(m) \\ \frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s(3m-1)^*}{\sqrt{2}} & \nu(m) & \zeta(m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{12}(m) \\ h_{22}(m) \\ h_{32}(m) \\ h_{42}(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{21} \\ n_{31} \\ n_{41} \end{bmatrix}$$

55

[0068] The solution will be the least mean square solution by enumerating all possibilities. Suppose instead that sub-

carrier m is SM Coded, i.e. m belongs to G2. For a 2x2 configuration, there are 4 equations and 4 unknowns:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1(q, m) \\ y_2(q, m) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}(q, m) & h_{21}(q, m) \\ h_{12}(q, m) & h_{22}(q, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(q, m) \\ n_2(q, m) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} y_1(q+1, m) \\ y_2(q+1, m) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}(q, m) & h_{21}(q, m) \\ h_{12}(q, m) & h_{22}(q, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m+2) \\ s(2m+3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_2(q+1, m) \\ n_2(q+1, m) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

[0069] So the 4 unknowns can be estimated by the least mean square solutions.

[0070] For a 2x3 configuration, there are 6 equations and 4 unknowns.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1(q, m) \\ y_2(q, m) \\ y_3(q, m) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}(q, m) & h_{21}(q, m) \\ h_{12}(q, m) & h_{22}(q, m) \\ h_{13}(q, m) & h_{23}(q, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m) \\ s(2m+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(q, m) \\ n_2(q, m) \\ n_3(q, m) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} y_1(q+1, m) \\ y_2(q+1, m) \\ y_3(q+1, m) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}(q+1, m) & h_{21}(q+1, m) \\ h_{12}(q+1, m) & h_{22}(q+1, m) \\ h_{13}(q+1, m) & h_{23}(q+1, m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(2m+2) \\ s(2m+3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(q+1, m) \\ n_2(q+1, m) \\ n_3(q+1, m) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

[0071] For a 2x4 configuration, there are 8 equations and 4 unknowns

[0072] For a 3x3 configuration, there are 9 equations and 9 unknowns.

[0073] In accordance with the inventive architecture, the data rate can be as high as 70 Mbps for 2x2 and 120 Mbps for 3x3 within 6 MHz spectrum.

[0074] An exemplary optimal threshold value for a 2x2 configuration is 0.5. An exemplary optimal threshold value for a 2x4 configuration is 1.0. An exemplary optimal threshold value for a 3x3 configuration is 1.2. An exemplary optimal threshold value for a 2x3 configuration is 1.0. By exemplary optimal threshold value, the intent is to attain a value that has a trade-off between time and spatial diversity that yields both a relatively high robustness and relatively high data packet rate transfer.

[0075] As can be appreciated for each of the afore-mentioned configurations, there are a certain number of equations and a certain number of unknowns. In an over-determined system, the number of equations is greater than the number of unknowns. Thus, for a 2x2 configuration, there are two unknowns but four equations may be formulated. If there is no noise, any two of them (six pairs), or any three of them (four triples) or all of the four equations (one quadratic) will give the same answer. The difference is when noise is present, because the combinations with then give different solutions. Since some of the solutions may be good while others are bad, different combinations are chosen, but those combinations that result in large derivations are to be avoided. The idea is to use a sub-set of the over determined linear equations to estimate the solution and then average all the possible solutions that seem viable. The averaging may be done with a least mean square solution, which is a conventional mathematical technique.

[0076] Figure 8 compares a two receiver antenna case and a three receiver antenna case. With respect to the three receiver antenna case, the number of receiver antennas is greater than the number of transmitter antennas. As a consequence, the receiver has additional redundancy, the receiver has various configurations, and the configurations yield several different decoding results. The most reliable solution can be selected from among them or all the solutions may be averaged to obtain a final result.

[0077] While the foregoing description and drawings represent the preferred embodiments of the present invention, it will be understood that various changes and modifications may be made without departing from the scope of the present invention.

Claims

1. A receiving apparatus for use with an adaptive orthogonal frequency division-multiplexing, OFDM system that uses multiple input multiple output, MIMO structure to transmit OFDM signals from a plurality of transmitters to a plurality of receivers, the OFDM signal having an OFDM frame of a duration, the OFDM frame having data packets and a plurality of OFDM slots, each of the OFDM slots having a plurality of OFDM symbols that include a plurality of sub-carriers, the apparatus **characterised by**:

means for responding to receipt of the OFDM signal; means for determining whether time diversity or spatial diversity should be used for subsequent transmissions in response to the reception of the OFDM signal; means for transmitting a feedback signal indicative of that determination; the OFDM signals transmitted over multiple ones of the transmitters being independent of each other for the spatial diversity and corresponding to each other for the time diversity.
2. An apparatus as in claim 1, wherein the means for determining includes a controller that makes the determination based on a comparison of a channel condition with a threshold, the channel condition being based on a frequency response channel matrix that is derived from OFDM symbols.
3. An apparatus as in claim 2, wherein the channel condition is based on a calculation of a smallest eigen value of the frequency response channel matrix.
4. An apparatus as in claim 2, wherein the channel condition is based on a determination of a smallest element in a diagonal of the frequency response channel matrix.
5. An apparatus as in claim 2, wherein the channel condition represents a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix.
6. An apparatus as in claim 2, wherein the channel condition is based on one of three criteria selected from a group consisting of a calculation of smallest eigen values of the channel matrix, a smallest element in a diagonal of the channel matrix, and a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix.
7. An apparatus as in claim 2, further comprising a channel estimator that forms the frequency response channel matrix.
8. An apparatus as in claim 2, wherein the controller is configured to classify the sub-carriers into one of two groups in accordance with the channel condition, one of the two groups being indicative of time diversity and the other of the two groups being indicative of spatial diversity, the controller being further configured to determine a modulation scheme on each of the classified sub-carriers based on an estimated ratio selected from a further group consisting of a carrier to interference ratio and a signal to noise ratio.
9. A transmitting apparatus for use with an adaptive orthogonal frequency division-multiplexing, OFDM system that uses multiple input multiple output, MIMO, structure to transmit OFDM signals from a plurality of transmitters to a plurality of receivers, the OFDM signal having an OFDM frame of a duration, the OFDM frame having data packets and a plurality of OFDM slots, each of the OFDM slots having a plurality of OFDM symbols that include a plurality of sub-carriers, the apparatus **characterised by**:

at least one controller configured and arranged to respond to a feedback signal; an encoder for assigning constellation points to the sub-carriers in accordance with a channel condition so as to classify each of the sub-carriers into one of two groups in response to the feedback signal, the encoder including a space time transmitter diversity, STTD, encoder and a spatial multiplexing, SM, encoder, the STTD encoder being arranged to encode the sub-carriers classified in one of the groups in accordance with time diversity and the SM encoder being arranged to encode the sub-carriers classified in the other of the groups in accordance with spatial diversity; the OFDM signals that are transmitted over multiple ones of the transmitters are independent of each other for the spatial diversity and correspond to each other for the time diversity.
10. An apparatus as in claim 9, wherein the controller is configured to determine a modulation scheme on each of the sub-carriers based on an estimated ratio selected from a further group consisting of a carrier to interference ratio and a signal to noise ratio.

11. An apparatus for use with an adaptive orthogonal frequency division multiplexing, OFDM, system that uses multiple input multiple output, MIMO, structure to transmit OFDM signals from a plurality of transmitters to a plurality of receivers, the OFDM signal having an OFDM frame of a duration, the OFDM frame having data packets and a plurality of OFDM slots, each of the OFDM slots having a plurality of OFDM symbols that include a plurality of sub-carriers, the apparatus comprising:
- the receiving apparatus of claim 1; and
the transmitting apparatus of claim 9; wherein the OFDM signals that are transmitted over multiple ones of the transmitters are independent of each other for the spatial diversity and correspond to each other for the time diversity
12. An apparatus as in claim 11, wherein the controller is configured to determine a modulation scheme on each of the sub-carriers based on an estimated ratio selected from a further group consisting of a carrier to interference ratio and a signal to noise ratio.
13. An apparatus as in claim 12, wherein the controllers associated with the reception are configured to make a calculation of eigen values of channel matrices to make a determination as to which sub-carriers are to use the time diversity to reduce signal fading forward error correction, FEC, during a subsequent transmission and which sub-carriers are to use the spatial diversity to increase a rate of data transfer during the subsequent transmission, the controllers associated with the reception being configured to make the determination based on a comparison between a threshold and at least one of three criteria and to direct transmission of a feed back signal indicative of a result of the determination, at least one of the criteria being based on the calculation, at least another of the criteria being based on elements of a diagonal of at least one of the channel matrices.
14. An apparatus as in claim 12, wherein the controllers associated with the reception are configured so to make the determination based on a comparison of a channel condition with a threshold, the channel condition being based on a frequency response channel matrix that is derived from OFDM symbols.
15. An apparatus as in claim 14, wherein the channel condition represents a calculation of a smallest eigen value of the frequency response channel matrix.
16. An apparatus as in claim 14, wherein the channel condition represents a determination of a smallest element in a diagonal of the frequency response channel matrix.
17. An apparatus as in claim 14, wherein the channel condition represents a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix.
18. An apparatus as in claim 14, wherein the channel condition represents one of three criteria selected from a group consisting of a calculation of smallest eigen values of the channel matrix, a smallest element in a diagonal of the channel matrix, and a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix.
19. An apparatus as in claim 14, further comprising a channel estimator that forms the frequency response channel matrix.
20. A method for use with an adaptive orthogonal frequency division-multiplexing, OFDM, system that uses multiple input multiple output, MIMO, structure to transmit OFDM signals from a plurality of transmitters to a plurality of receivers, the OFDM signal having an OFDM frame of a duration, the OFDM frame having data packets and a plurality of OFDM slots, each of the OFDM slots having a plurality of OFDM symbols that include a plurality of sub-carriers, the method **characterised by** the steps of:
responding to receipt of the OFDM signal by making a determination as to whether time diversity or spatial diversity should be used for subsequent transmissions and
transmitting a feedback signal indicative of that determination;
the OFDM signals that are transmitted over multiple ones of the transmitters being independent of each other for the spatial diversity and corresponding to each other for the time diversity.
21. A method as in claim 20, wherein making the determination is based on a comparison of a channel condition with a threshold, the channel condition being based on a frequency response channel matrix that is derived from OFDM symbols.

22. A method as in claim 21, further comprising the step of calculating a smallest eigen value of the frequency response channel matrix basing the channel condition on the calculating.
23. A method as in claim 21, further comprising the step of determining a smallest element in a diagonal of the frequency response channel matrix and basing the channel condition on the determining.
24. A method as in claim 21, further comprising the step of calculating a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix and basing the channel condition on the ratio.
25. A method as in claim 21, wherein the channel condition is based on one of three criteria selected from a group consisting of a calculation of smallest eigen values of the channel matrix, a smallest element in a diagonal of the channel matrix, and a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix.
26. A method as in claim 20, further comprising the steps of classifying the sub-carriers into two groups one of the two groups being indicative of time diversity and the other of the two groups being indicative of spatial diversity and determining a modulation scheme on each of the classified sub-carriers based on an estimated ratio selected from a further group consisting of carrier to interference ratio and signal to noise ratio.
27. A method for use with an adaptive orthogonal frequency division-multiplexing, OFDM, system that uses multiple input multiple output, MIMO, structure to transmit OFDM signals from a plurality of transmitters to a plurality of receivers, the OFDM signal having an OFDM frame of a duration, the OFDM frame having data packets and a plurality of OFDM slots, each of the OFDM slots having a plurality of OFDM symbols that include a plurality of sub-carriers, the method **characterised by** the steps of;
 responding to a feedback signal, directing an encoder to assign constellation points to the sub-carriers in accordance with a channel condition; classifying each of the sub-carriers into one of two groups according to the previous assignment of constellation points, the encoder adapted to carry out the steps of time diversity encoding the sub-carriers classified in one of the groups in accordance with time diversity using a space time transmitter diversity, STTD, encoder and spatially multiplexing encoding the sub-carriers classified in the other of the groups in accordance with spatial diversity using a spatial multiplexing, SM, encoder; the OFDM signals that are transmitted over multiple ones of the transmitters are independent of each other for the spatial diversity and correspond to each other for the time diversity.
28. A method as in claim 27 wherein on classifying the sub-carriers into two groups, one of the two groups is indicative of time diversity and other of the two groups is indicative of spatial diversity; the method further comprises the step of determining a modulation scheme on each of the classified sub-carriers based on an estimated ratio selected from a further group consisting of a carrier to interference ratio and a signal to noise ratio.
29. A method as in claim 20, further comprising the steps of claim 27.
30. A method as in claim 29, wherein the step of making a determination as to which sub-carriers are to use the time diversity to reduce signal fading forward error correction, FEC, during a subsequent transmission and which sub-carriers are to use the spatial diversity to increase a rate of data transfer during the subsequent transmission further comprises a calculation of eigen values of channel matrices the determination being based on a comparison between a threshold and at least one of three criteria, at least one of the criteria being based on the calculation, at least another of the criteria being based on elements of a diagonal of at least one of the channel matrices.
31. A method as in claim 29, wherein the step of making the determination is based on a comparison of a channel condition with a threshold, the channel condition being based on a frequency response channel matrix that is derived from OFDM symbols.
32. A method as in claim 31, further comprising the step of calculating a smallest eigen value of the frequency response channel matrix basing the channel condition on the calculating.
33. A method as in claim 31, further comprising the step of determining a smallest element in a diagonal of the frequency response channel matrix and basing the channel condition on the determining.
34. A method as in claim 31, further comprising the step of calculating a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix and basing the channel condition on the ratio.

35. A method as in claim 31, further comprising basing the channel condition on one of three criteria selected from a group consisting of a calculation of smallest eigen values of the channel matrix, a smallest element in a diagonal of the channel matrix, and a ratio of largest and smallest eigen values of the channel matrix.

5 36. A method as in claim 29, further comprising the step of determining a modulation scheme on each of the sub-carriers based on a estimated ratio selected from a further group consisting of a carrier to interference ratio and a signal to noise ratio.

10 Patentansprüche

1. Empfangsvorrichtung zur Verwendung mit einem adaptiven orthogonalen Frequenzmultiplex-, OFDM, System, das eine Struktur mit mehrfachen Eingängen und mehrfachen Ausgängen, MIMO, verwendet, um OFDM-Signale von einer Vielzahl von Sendern zu einer Vielzahl von Empfängern zu senden, wobei das OFDM-Signal einen OFDM-Rahmen mit einer Dauer aufweist, der OFDM-Rahmendatenpakete und eine Vielzahl von OFDM-Schlitzen aufweist, wobei jeder der OFDM-Schlitze eine Vielzahl von OFDM-Symbolen aufweist, die eine Vielzahl von Unterträgern einschließen, wobei die Vorrichtung **gekennzeichnet ist durch:**

20 eine Einrichtung zum Antworten auf den Empfang des OFDM-Signals; eine Einrichtung zur Feststellung, ob eine Zeit-Diversity oder eine Raum-Diversity für nachfolgende Aussendungen als Antwort auf den Empfang des OFDM-Signals verwendet werden sollte; eine Einrichtung zum Senden eines Rückführungssignals, das diese Feststellung anzeigt; wobei die OFDM-Signale, die über mehrere der Sender ausgesandt werden, für die Raumdiversity unabhängig voneinander sind und einander für die Zeit-Diversity entsprechen.

25 2. Vorrichtung nach Anspruch 1, bei der die Einrichtung zur Feststellung ein Steuergerät einschließt, das die Feststellung auf der Grundlage eines Vergleichs einer Kanalbedingung mit einem Schwellenwert trifft, wobei die Kanalbedingung auf einer Frequenzgang-Kanalmatrix beruht, die von OFDM-Symbolen abgeleitet ist.

30 3. Vorrichtung nach Anspruch 2, bei der die Kanalbedingung auf einer Berechnung eines kleinsten Eigenwertes der Frequenzgang-Kanalmatrix beruht.

4. Vorrichtung nach Anspruch 2, bei der die Kanalbedingung auf einer Feststellung des kleinsten Elementes in einer Diagonalen der Frequenzgang-Kanalmatrix beruht.

35 5. Vorrichtung nach Anspruch 2, bei der die Kanalbedingung ein Verhältnis der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix darstellt.

6. Vorrichtung nach Anspruch 2, bei der die Kanalbedingung auf einer von drei Kriterien beruht, die aus einer Gruppe ausgewählt sind, die aus einer Berechnung der kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix, einem kleinsten Element in einer Diagonalen der Kanalmatrix und einem Verhältnis der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix besteht.

7. Vorrichtung nach Anspruch 2, die weiterhin eine Kanal-Bewertungseinrichtung umfasst, die die Frequenzgang-Kanalmatrix bildet.

8. Vorrichtung nach Anspruch 2, bei der das Steuergerät so konfiguriert ist, dass es die Unterträger in eine von zwei Gruppen entsprechend der Kanalbedingung klassifiziert, wobei eine der zwei Gruppen die Zeit-Diversity und die andere der zwei Gruppen die Raum-Diversity anzeigt, wobei das Steuergerät weiterhin so konfiguriert ist, dass es ein Modulationsschema auf jedem der klassifizierten Unterträger auf der Grundlage eines bewerteten Verhältnisses bestimmt, das aus einer weiteren Gruppe ausgewählt ist, die aus einem Träger-zu-Stör-Verhältnis und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis besteht.

9. Sendevorrichtung zur Verwendung mit einem orthogonalen Frequenzmultiplex-, OFDM-, System, das eine Struktur mit mehrfachen Eingängen und mehrfachen Ausgängen, MIMO verwendet, um OFDM-Signale von einer Vielzahl von Sendern zu einer Vielzahl von Empfängern zu senden, wobei das OFDM-Signal einen OFDM-Rahmen mit einer Dauer aufweist, der OFDM-Rahmen-Datenpakete und eine Vielzahl von OFDM-Schlitzen hat, wobei jede der OFDM-Schlitze eine Vielzahl von OFDM-Symbolen hat, die eine Vielzahl von Unterträgern einschließen, wobei die Vorrichtung **gekennzeichnet ist durch:**

zumindest ein Steuergerät, das so konfiguriert und angeordnet ist, dass es auf ein Rückführungssignal anspricht; einen Kodierer zur Zuordnung von Konstellations-Punkten zu den Unterträgern entsprechend einer Kanalbedingung, um auf diese Weise jeden der Unterträger in eine von zwei Gruppen in Abhängigkeit von dem Rückführungssignal zu klassifizieren, wobei der Kodierer einen Raum-Zeit-Sender-Diversity-, STTD-Kodierer und einen Raum-Multiplex-, SM-Kodierer einschließt, wobei der STTD-Kodierer so angeordnet ist, dass er die Unterträger kodiert, die in einer der Gruppe entsprechend der Zeit-Diversity klassifiziert sind, während der SM-Kodierer so angeordnet ist, dass er die Unterträger kodiert, die in der anderen der Gruppe entsprechend der Raum-Diversity klassifiziert sind, wobei die OFDM-Signale, die über mehrere der Sender ausgesandt werden, für die Raum-Diversity unabhängig voneinander sind und für die Zeit-Diversity einander entsprechen.

10. Vorrichtung nach Anspruch 9, bei der das Steuergerät so konfiguriert ist, dass es ein Modulationsschema auf jedem der Unterträger auf der Grundlage eines bewerteten Verhältnisses bestimmt, das aus einer weiteren Gruppe ausgewählt ist, die aus einem Träger-zu-Stör-Verhältnis und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis besteht.

11. Vorrichtung zur Verwendung mit einem adaptiven orthogonalen Frequenzmultiplex-, OFDM-, System, das eine Struktur mit mehrfachen Eingängen und mehrfachen Ausgängen, MIMO, verwendet, um OFDM-Signale von einer Vielzahl von Sendern zu einer Vielzahl von Empfängern zu senden, wobei das OFDM-Signal einen OFDM-Rahmen mit einer Dauer aufweist, der OFDM-Rahmen-Datenpakete und eine Vielzahl von OFDM-Schlitzten aufweist, wobei jeder der OFDM-Schlitzte eine Vielzahl von OFDM-Symbolen hat, die eine Vielzahl von Unterträgern einschließen, wobei die Vorrichtung folgendes umfasst:

die Empfangsvorrichtung nach Anspruch 1; und
die Sendevorrichtung nach Anspruch 9, wobei die OFDM-Signale, die über mehrfache der Sender ausgesandt werden, für die Raum-Diversity unabhängig voneinander sind und einander für die Zeit-Diversity entsprechen.

12. Vorrichtung nach Anspruch 11, bei dem das Steuergerät so konfiguriert ist, dass es ein Modulationsschema auf jedem der Unterträger auf der Grundlage eines bewerteten Verhältnisses bestimmt, das aus einer weiteren Gruppe ausgewählt ist, die aus einem Träger-zu-Stör-Verhältnis und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis besteht.

13. Vorrichtung nach Anspruch 12, bei der die dem Empfang zugeordneten Steuergeräte so konfiguriert sind, dass sie eine Berechnung der Eigenwerte von Kanalmatrizen durchführen, um eine Feststellung zu treffen, welche Unterträger die Zeit-Diversity verwenden sollten, um die Signal-Schwund-Weiterleitungs-Fehlerkorrektur, FEC, während einer nachfolgenden Aussendung zu reduzieren, und welche Unterträger die Raum-Diversity zur Vergrößerung der Rate der Datenübertragung während der nachfolgenden Aussendung verwenden sollten, wobei die dem Empfang zugeordneten Steuergeräte so konfiguriert sind, dass sie die Feststellung auf der Grundlage eines Vergleichs zwischen einem Schwellenwert und zumindest einem von drei Kriterien ausführen und die Aussendung eines Rückführungssignals lenken, die ein Ergebnis der Feststellung anzeigt, wobei zumindest eines der Kriterien auf der Berechnung beruht und zumindest ein anderes der Kriterien auf Elementen einer Diagonale von zumindest einer der Kanalmatrizen beruht.

14. Vorrichtung nach Anspruch 12, bei der die dem Empfang zugeordneten Steuergeräte so konfiguriert sind, dass sie die Feststellung auf der Grundlage eines Vergleichs einer Kanalbedingung mit einem Schwellenwert treffen, wobei die Kanalbedingung auf einer Frequenzgang-Kanalmatrix beruht, die von OFDM-Symbolen abgeleitet ist.

15. Vorrichtung nach Anspruch 14, bei der die Kanalbedingung eine Berechnung eines kleinsten Eigenwertes der Frequenzgang-Kanalmatrix darstellt.

16. Vorrichtung nach Anspruch 14, bei der die Kanalbedingung eine Feststellung des kleinsten Elementes in einer Diagonale der Frequenzgang-Kanalmatrix darstellt.

17. Vorrichtung nach Anspruch 14, bei der die Kanalbedingung ein Verhältnis der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix darstellt.

18. Vorrichtung nach Anspruch 14, bei der die Kanalbedingung eine von drei Kriterien darstellt, die aus einer Gruppe ausgewählt sind, die aus einer Berechnung der kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix, einem kleinsten Element in einer Diagonale der Kanalmatrix und einem Verhältnis der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix besteht.

19. Vorrichtung nach Anspruch 14, die weiterhin eine Kanal-Bewertungseinrichtung umfasst, die die Frequenzgang-

Kanalmatrix bildet.

20. Verfahren zur Verwendung mit einem adaptiven orthogonalen Frequenzmultiplex-, OFDM-, System, das eine Struktur mit mehrfachen Eingängen und mehrfachen Ausgängen, MIMO, verwendet, um OFDM-Signale von einer Vielzahl von Sendern zu einer Vielzahl von Empfängern zu senden, wobei das OFDM-Signal einen OFDM-Rahmen mit einer Dauer aufweist, der OFDM-Rahmen-Datenpakete und eine Vielzahl von OFDM-Schlitze aufweist, und jeder der OFDM-Schlitze eine Vielzahl von OFDM-Symbolen aufweist, die eine Vielzahl von Unterträgern einschließen, wobei das Verfahren durch die folgenden Schritte **gekennzeichnet** ist:

Antworten auf den Empfang des OFDM-Signal durch Durchführung einer Feststellung, ob Zeit-Diversity oder Raum-Diversity für nachfolgende Aussendungen verwendet werden sollte; und
Senden eines Rückführungssignals, das diese Feststellung anzeigt,

wobei die OFDM-Signale, die über mehrfache der Sender ausgesandt werden, für die Raum-Diversity unabhängig voneinander sind und einander für die Zeit-Diversity entsprechen.

21. Verfahren nach Anspruch 20, bei dem die Durchführung der Feststellung auf einem Vergleich einer Kanalbedingung mit einem Schwellenwert beruht, wobei die Kanalbedingung auf einer Frequenzgang-Kanalmatrix beruht, die von OFDM-Symbolen abgeleitet ist.

22. Verfahren nach Anspruch 21, das weiterhin den Schritt der Berechnung eines kleinsten Eigenwertes der Frequenzgang-Kanalmatrix umfasst, wobei die Kanalbedingung auf der Berechnung beruht.

23. Verfahren nach Anspruch 21, das weiterhin den Schritt der Bestimmung eines kleinsten Elementes in einer Diagonalen der Frequenzgang-Kanalmatrix umfasst, wobei die Kanalbedingung auf der Feststellung beruht.

24. Verfahren nach Anspruch 21, das weiterhin den Schritt der Berechnung eines Verhältnisses der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix umfasst, wobei die Kanalbedingung auf dem Verhältnis beruht.

25. Verfahren nach Anspruch 21, bei dem die Kanalbedingung auf einer von drei Kriterien beruht, die aus einer Gruppe ausgewählt sind, die aus einer Berechnung der kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix, einem kleinsten Element in einer Diagonalen der Kanalmatrix und einem Verhältnis der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix besteht.

26. Verfahren nach Anspruch 20, das weiterhin die Schritte der Klassifizierung der Unterträger in zwei Gruppen, wobei eine der zwei Gruppen die Zeit-Diversity anzeigt und die andere der zwei Gruppen die Raum-Diversity anzeigt, und die Feststellung eines Modulationsschemas auf jedem der klassifizierten Unterträger auf der Grundlage eines bewerteten Verhältnisses umfasst, das aus einer weiteren Gruppe ausgewählt ist, die aus dem Träger-zu-Stör-Verhältnis und dem Signal-zu-Rausch-Verhältnis besteht.

27. Verfahren zur Verwendung mit einem orthogonalen Frequenzmultiplex-, OFDM-, System, das eine Struktur mit mehrfachen Eingängen und mehrfachen Ausgängen, MIMO, verwendet, um OFDM-Signale von einer Vielzahl von Sendern zu einer Vielzahl von Empfängern zu senden, wobei das OFDM-Signal einen OFDM-Rahmen mit einer Dauer aufweist, der OFDM-Rahmen-Datenpakete und eine Vielzahl von OFDM-Schlitzen aufweist, wobei jeder der OFDM-Schlitze eine Vielzahl von OFDM-Symbolen hat, die eine Vielzahl von Unterträgern einschließen, wobei das Verfahren durch die folgenden Schritte **gekennzeichnet** ist:

Antworten auf ein Rückführungssignal, Anweisen eines Kodierers zu Zuordnung von Konstellationspunkten zu den Unterträgern entsprechend einer Kanalbedingung; Klassifizieren jedes der Unterträger in eine von zwei Gruppen entsprechend der vorhergehenden Zuordnung der Konstellationspunkte, wobei der Kodierer so ausgebildet ist, dass er die Schritte der Zeit-Diversity-Kodierung der Unterträger, die in einer der Gruppe entsprechend der Zeit-Diversity klassifiziert sind, unter Verwendung eines Raum-Zeit-Sender-Diversity-, STTD-Kodierers und der räumlichen Multiplexierungs-Kodierung der Unterträger, die in der anderen der Gruppen klassifiziert sind, entsprechend der Raum-Diversity unter Verwendung eines Raum-Multiplex-, SM-Kodierers ausführt, wobei die OFDM-Signale, die über mehrere der Sender ausgesandt werden, für die Raum-Diversity unabhängig voneinander sind und einander für die Zeit-Diversity entsprechen.

28. Verfahren nach Anspruch 27, bei dem beim Klassifizieren der Unterträger in zwei Gruppen eine der zwei Gruppen

die Zeit-Diversity anzeigt und die andere der zwei Gruppen die Raum-Diversity anzeigt, wobei das Verfahren weiterhin den Schritt der Bestimmung eines Modulationsschemas auf jedem der klassifizierten Unterträger auf der Grundlage eines abgeschätzten Verhältnisses umfasst, das auf einer weiteren Gruppe ausgewählt ist, die aus einem Träger-zu-Stör-Verhältnis und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis besteht.

29. Verfahren nach Anspruch 20, das weiterhin die Schritte nach Anspruch 27 umfasst.

30. Verfahren nach Anspruch 29, bei dem der Schritt der Durchführung einer Feststellung, welche Unterträger die Zeit-Diversity zur Verringerung der Signalschwund-Vorwärtsfehlerkorrektur, FEC, während der nachfolgenden Aussendung verwenden sollten, und welche Unterträger die Raum-Diversity zur Vergrößerung der Rate der Datenübertragung während der nachfolgenden Aussendung verwenden sollten, weiterhin eine Berechnung von Eigenwerten der Kanalmatrizen umfasst, wobei die Feststellung auf einem Vergleich zwischen einem Schwellenwert und zumindest einem von drei Kriterien beruht, wobei zumindest eines der Kriterien auf der Berechnung beruht, zumindest ein anderes der Kriterien auf Elementen einer Diagonale von zumindest einer der Kanalmatrizen beruht.

31. Verfahren nach Anspruch 29, bei dem der Schritt der Durchführung der Feststellung auf einem Vergleich einer Kanalbedingung mit einem Schwellenwert beruht, wobei die Kanalbedingung auf einer Frequenzgang-Kanalmatrix beruht, die von OFDM-Symbolen abgeleitet ist.

32. Verfahren nach Anspruch 31, das weiterhin den Schritt der Berechnung eines kleinsten Eigenwertes der Frequenzgang-Kanalmatrix umfasst, wobei die Kanalbedingung auf der Berechnung beruht.

33. Verfahren nach Anspruch 31, das weiterhin den Schritt der Feststellung eines kleinsten Elementes in einer Diagonale der Frequenzgang-Kanalmatrix umfasst, wobei die Kanalbedingung auf der Feststellung beruht.

34. Verfahren nach Anspruch 31, das weiterhin den Schritt der Berechnung eines Verhältnisses der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix umfasst, wobei die Kanalbedingung auf dem Verhältnis beruht.

35. Verfahren nach Anspruch 31, das weiterhin das Basieren der Kanalbedingung auf einer von drei Kriterien umfasst, die aus einer Gruppe ausgewählt sind, die aus einer Berechnung der kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix eines kleinsten Elementes in einer Diagonale der Kanalmatrix und einem Verhältnis der größten und kleinsten Eigenwerte der Kanalmatrix besteht.

36. Verfahren nach Anspruch 29, das weiterhin den Schritt der Feststellung eines Modulationsschemas auf jedem der Unterträger auf der Grundlage eines bewerteten Verhältnisses umfasst, das aus einer weiteren Gruppe ausgewählt ist, die auf einem Träger-zu-Stör-Verhältnis und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis beruht.

Revendications

1. Un récepteur à utiliser avec un multiplexage adaptatif par répartition orthogonale de la fréquence - un système MRFO (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplex) - qui utilise une entrée multiple et une sortie multiple - une structure MIMO - pour transmettre des signaux MRFO depuis une pluralité d'émetteurs à une pluralité de récepteurs, le signal MRFO ayant une trame MRFO de durée, la trame MRFO ayant des paquets de données et une pluralité de parts (slots) MRFO, chaque part MRFO ayant une pluralité de symboles MRFO qui incluent une pluralité de sous-porteurs, l'appareil étant **caractérisé par** :

des moyens pour répondre à la réception du signal MRFO ; des moyens pour déterminer si la diversité temporelle ou la diversité spatiale devrait être utilisée pour des transmissions subséquentes en réponse à la réception du signal MRFO ; des moyens pour transmettre un signal en retour indiquant cette détermination ; les signaux MRFO transmis sur une multiplicité des émetteurs étant indépendants les uns des autres pour la diversité spatiale et correspondant les uns aux autres pour la diversité temporelle.

2. Un appareil selon la revendication 1 dans lequel les moyens de détermination incluent un contrôleur qui opère la détermination basée sur une comparaison d'une condition de canal avec un seuil, la condition du canal étant basée sur une matrice de canal de réponse en fréquence qui est dérivée de symboles MRFO.

3. Un appareil selon la revendication 2 dans lequel la condition de canal est basée sur un calcul d'une plus petite valeur propre de la matrice de canal de réponse en fréquence.
- 5 4. Un appareil selon la revendication 2 dans lequel la condition de canal est basée sur une détermination d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal de réponse en fréquence.
5. Un appareil selon la revendication 2 dans lequel la condition de canal représente le rapport de plus grande et de plus petite valeurs propres de la matrice de canal.
- 10 6. Un appareil selon la revendication 2 dans lequel la condition de canal est basée sur un de trois critères choisi dans le groupe composé d'un calcul de plus petites valeurs propres de la matrice de canal, d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal et du rapport de plus grande et plus petite valeurs propres de la matrice de canal.
- 15 7. Un appareil selon la revendication 2 comprenant en outre un estimateur de canal qui forme la matrice de canal de réponse en fréquence.
8. Un appareil selon la revendication 2 dans lequel le contrôleur est configuré pour classer les sous-porteurs dans un de deux groupes selon la condition de canal, un des deux groupes étant indicatif de la diversité temporelle et l'autre des deux groupes étant indicatif de la diversité spatiale, le contrôleur étant en outre configuré pour déterminer un schéma de modulation sur chacun des sous-porteurs classés, sur la base d'un rapport estimé choisi dans un autre groupe consistant en un rapport porteur/interférences et un rapport signal/bruit.
- 20 9. Un émetteur à utiliser avec un multiplexage adaptatif par répartition orthogonale de la fréquence - un système MRFO - qui utilise une entrée multiple et une sortie multiple - une structure MIMO - pour transmettre des signaux MRFO depuis une pluralité d'émetteurs à une pluralité de récepteurs, le signal MRFO ayant une trame MRFO de durée, la trame MRFO ayant des paquets de données et une pluralité de parts (slots) MRFO, chaque part MRFO ayant une pluralité de symboles MRFO qui incluent une pluralité de sous-porteurs, l'appareil étant **caractérisé par** :

30 au moins un contrôleur configuré et arrangé pour répondre à un signal en retour ; un encodeur pour assigner des points de constellation à des sous-porteurs selon une condition de canal de façon à classer chacun des sous-porteurs dans un de deux groupes en réponse au signal en retour, l'encodeur incluant un encodeur de diversité d'émetteur espace-temps STTD et un encodeur de multiplexage spatial SM, l'encodeur STTD étant agencé pour encoder les sous-porteurs classés dans un des groupes selon la diversité temporelle et l'encodeur SM étant agencé pour encoder les sous-porteurs classés dans l'autre groupe selon la diversité spatiale ; les

35 signaux MRFO qui sont transmis sur une multiplicité des émetteurs sont indépendants les uns des autres pour la diversité spatiale et correspondent les uns aux autres pour la diversité temporelle.
10. Un appareil selon la revendication 9 dans lequel le contrôleur est configuré pour déterminer un schéma de modulation sur chacun des sous-porteurs sur la base d'un rapport estimé choisi dans un autre groupe consistant en un rapport porteur/interférences et un rapport signal/bruit.
- 40 11. Un appareil à utiliser avec un multiplexage en adaptatif par répartition orthogonale de la fréquence - un système MRFO - qui utilise une entrée multiple et une sortie multiple - une structure MIMO - pour transmettre des signaux MRFO depuis une pluralité d'émetteurs à une pluralité de récepteurs, le signal MRFO ayant une trame MRFO de durée, la trame MRFO ayant des paquets de données et une pluralité de parts (slots) MRFO, chaque part MRFO ayant une pluralité de symboles MRFO qui incluent une pluralité de sous-porteurs, l'appareil comprenant :

45 le récepteur selon la revendication 1, et

50 l'émetteur selon la revendication 9 ; dans lequel les signaux MRFO qui sont transmis sur une multiplicité des émetteurs sont indépendants les uns des autres pour la diversité spatiale et correspondent les uns aux autres pour la diversité temporelle.
12. Un appareil selon la revendication 11 dans lequel le contrôleur est configuré pour déterminer un schéma de modulation sur chacun des sous-porteurs sur la base d'un rapport estimé choisi dans un autre groupe consistant en un rapport porteur/interférences et un rapport signal/bruit.
- 55 13. Un appareil selon la revendication 12 dans lequel les contrôleurs associés à la réception sont configurés pour opérer un calcul des valeurs propres des matrices de canal pour déterminer quels sous-porteurs doivent utiliser la diversité

temporelle pour réduire la correction d'erreurs sans voie de retour (Forward Error Correction) FEC sur l'amortissement (fading) de signal pendant une transmission subséquente, et quels sous-porteurs doivent utiliser la diversité spatiale pour augmenter le taux de transfert de données pendant la transmission subséquente, les contrôleurs associés à la réception étant configurés pour opérer une détermination sur la base d'une comparaison entre un seuil et au moins un de trois critères, et pour diriger la transmission d'un signal en retour indicatif d'un résultat de la détermination, au moins un des critères étant basé sur le calcul, au moins un autre sur le critère basé sur des éléments d'une diagonale d'au moins une des matrices de canal.

14. Un appareil selon la revendication 12 dans lequel les contrôleurs associés à la réception sont configurés pour opérer la détermination sur la base d'une comparaison d'une condition de canal avec un seuil, la condition de canal étant basée sur une matrice de canal de réponse en fréquence qui est dérivée de symboles MRFO.

15. Un appareil selon la revendication 14 dans lequel la condition de canal représente un calcul d'une plus petite valeur propre de la matrice de canal de réponse en fréquence.

16. Un appareil selon la revendication 14 dans lequel la condition de canal représente une détermination d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal de réponse en fréquence.

17. Un appareil selon la revendication 14 dans lequel la condition de canal représente un rapport de grande et plus petite valeurs propres de la matrice de canal.

18. Un appareil selon la revendication 14 dans lequel la condition de canal représente un de trois critères choisi dans un groupe consistant en le calcul d'une plus petite valeur propre de la matrice de canal, d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal et d'un rapport de plus grande et plus petite valeurs propres de la matrice de canal.

19. Un appareil selon la revendication 14 comprenant en outre un estimateur de canal qui forme la matrice de canal de réponse en fréquence.

20. Une méthode à utiliser avec un multiplexage adaptatif par répartition orthogonale de la fréquence - un système MRFO - qui utilise une entrée multiple et une sortie multiple - une structure MIMO - pour transmettre des signaux MRFO depuis une pluralité d'émetteurs à une pluralité de récepteurs, le signal MRFO ayant une trame MRFO de durée, la trame MRFO ayant des paquets de données et une pluralité de parts (slots) MRFO, chaque part MRFO ayant une pluralité de symboles MRFO qui incluent une pluralité de sous-porteurs, la méthode étant **caractérisée** par les étapes de:

réponse à la réception du signal MRFO en effectuant une détermination quant à savoir si la diversité temporelle ou la diversité spatiale devrait être utilisée pour des transmissions subséquentes, et transmission d'un signal en retour indicatif de cette détermination ;

les signaux MRFO qui sont transmis sur une multiplicité des émetteurs étant indépendants les uns des autres pour la diversité spatiale et correspondant les uns aux autres pour la diversité temporelle.

21. Une méthode selon la revendication 20 dans laquelle la détermination est basée sur une comparaison d'une condition de canal avec un seuil, la condition de canal étant basée sur une matrice de canal de réponse en fréquence qui est dérivée de symboles MRFO.

22. Une méthode selon la revendication 21 comprenant en outre l'étape de calcul d'une plus petite valeur propre de la matrice de canal de réponse en fréquence et basant la condition de canal sur le calcul.

23. Une méthode selon la revendication 21 comprenant en outre l'étape de détermination d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal de réponse en fréquence et basant la condition de canal sur la détermination.

24. Une méthode selon la revendication 21 comprenant en outre l'étape de calcul du rapport de plus grande et plus petite valeurs propres de la matrice de canal et basant la condition de canal sur le rapport.

25. Une méthode selon la revendication 21 dans laquelle la condition de canal est basée sur un de trois critères choisi dans un groupe consistant en le calcul de plus petites valeurs propres de la matrice de canal, d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal et d'un rapport de plus grande et plus petite valeurs propres de la matrice

de canal.

26. Une méthode selon la revendication 20 comprenant en outre les étapes de classification des sous-porteurs en deux groupes, un de ces groupes étant indicatif de la diversité temporelle, et l'autre des deux groupes étant indicatif de la diversité spatiale, et de détermination d'un schéma de modulation sur chacun des sous-porteurs classés sur la base d'un rapport estimé choisi dans un autre groupe consistant en un rapport porteur/interférences et un rapport signal/bruit.
27. Une méthode à utiliser avec un multiplexage adaptatif par répartition orthogonale de la fréquence - un système MRFO - qui utilise une entrée multiple et une sortie multiple - une structure MIMO - pour transmettre des signaux MRFO depuis une pluralité d'émetteurs à une pluralité de récepteurs, le signal MRFO ayant une trame MRFO de durée, la trame MRFO ayant des paquets de données et une pluralité de parts (slots) MRFO, chaque part MRFO ayant une pluralité de symboles MRFO qui incluent une pluralité de sous-porteurs, la méthode étant **caractérisée** par les étapes de:
- réponse à un signal en retour ; commande à un encodeur d'assigner des points de constellation à des sous-porteurs selon une condition de canal ; classement de chacun des sous-porteurs dans un de deux groupes selon la précédente assignation des points de constellation, l'encodeur adapté pour effectuer les étapes de diversité temporelle encodant les sous-porteurs classés dans un des groupes selon la diversité temporelle à l'aide d'un encodeur de diversité d'émetteur espace-temps STTD, et de multiplexage spatial encodant les sous-porteurs classés dans l'autre groupe selon la diversité spatiale à l'aide d'un encodeur à multiplexage spatial SM ; les signaux MRFO qui sont transmis sur de multiples émetteurs sont indépendants les uns des autres pour la diversité spatiale et correspondent les uns aux autres pour la diversité temporelle.
28. Une méthode selon la revendication 27 dans laquelle pendant le classement des sous-porteurs en deux groupes, un des deux groupes est indicatif de la diversité temporelle et l'autre des deux groupes est indicatif de la diversité spatiale ; la méthode comprend en outre l'étape de détermination d'un schéma de modulation sur chacun des sous-porteurs classés, sur la base d'un rapport estimé choisi dans un autre groupe consistant en un rapport porteur/interférences et un rapport signal/bruit.
29. Une méthode selon la revendication 20 comprenant en outre les étapes de la revendication 27.
30. Une méthode selon la revendication 29 dans laquelle l'étape de détermination de quels sous-porteurs doivent utiliser la diversité temporelle pour réduire la correction d'erreurs sans voie de retour (Forward Error Correction) FEC sur l'amortissement (fading) de signal pendant une transmission subséquente et quels sous-porteurs doivent utiliser la diversité spatiale pour augmenter le taux de transfert de données pendant la transmission subséquente comprend en outre un calcul de valeurs propres de matrices de canal, la détermination étant basée sur une comparaison entre un seuil et au moins un de trois critères, au moins un des critères étant basé sur le calcul, au moins un autre sur le critère basé sur des éléments d'une diagonale d'au moins une des matrices de canal.
31. Une méthode selon la revendication 29 dans laquelle l'étape de détermination est basée sur une comparaison d'une condition de canal avec un seuil, la condition du canal étant basée sur une matrice de canal de réponse en fréquence qui est dérivée de symboles MRFO.
32. Une méthode selon la revendication 31 qui comprend en outre l'étape de calcul d'une plus petite valeur propre de la matrice de canal de réponse en fréquence, et qui base la condition de canal sur ce calcul.
33. Une méthode selon la revendication 31 qui comprend en outre l'étape de détermination d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal de réponse en fréquence, et qui base la condition de canal sur cette détermination.
34. Une méthode selon la revendication 31 qui comprend en outre l'étape de calcul d'un rapport de plus grande et plus petite valeurs propres de la matrice de canal, et qui base la condition de canal sur ce rapport.
35. Une méthode selon la revendication 31 qui comprend en outre le fait de baser la condition de canal sur un de trois critères dans un groupe composé d'un calcul de plus petites valeurs propres de la matrice de canal, d'un plus petit élément dans une diagonale de la matrice de canal et d'un rapport de plus grande et plus petite valeurs propres de la matrice de canal.

- 36.** Une méthode selon la revendication 29 comprenant en outre l'étape de détermination d'un schéma de modulation sur chacun des sous-porteurs sur la base d'un rapport estimé choisi dans un autre groupe consistant en un rapport porteur/interférences et un rapport signal/bruit.

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

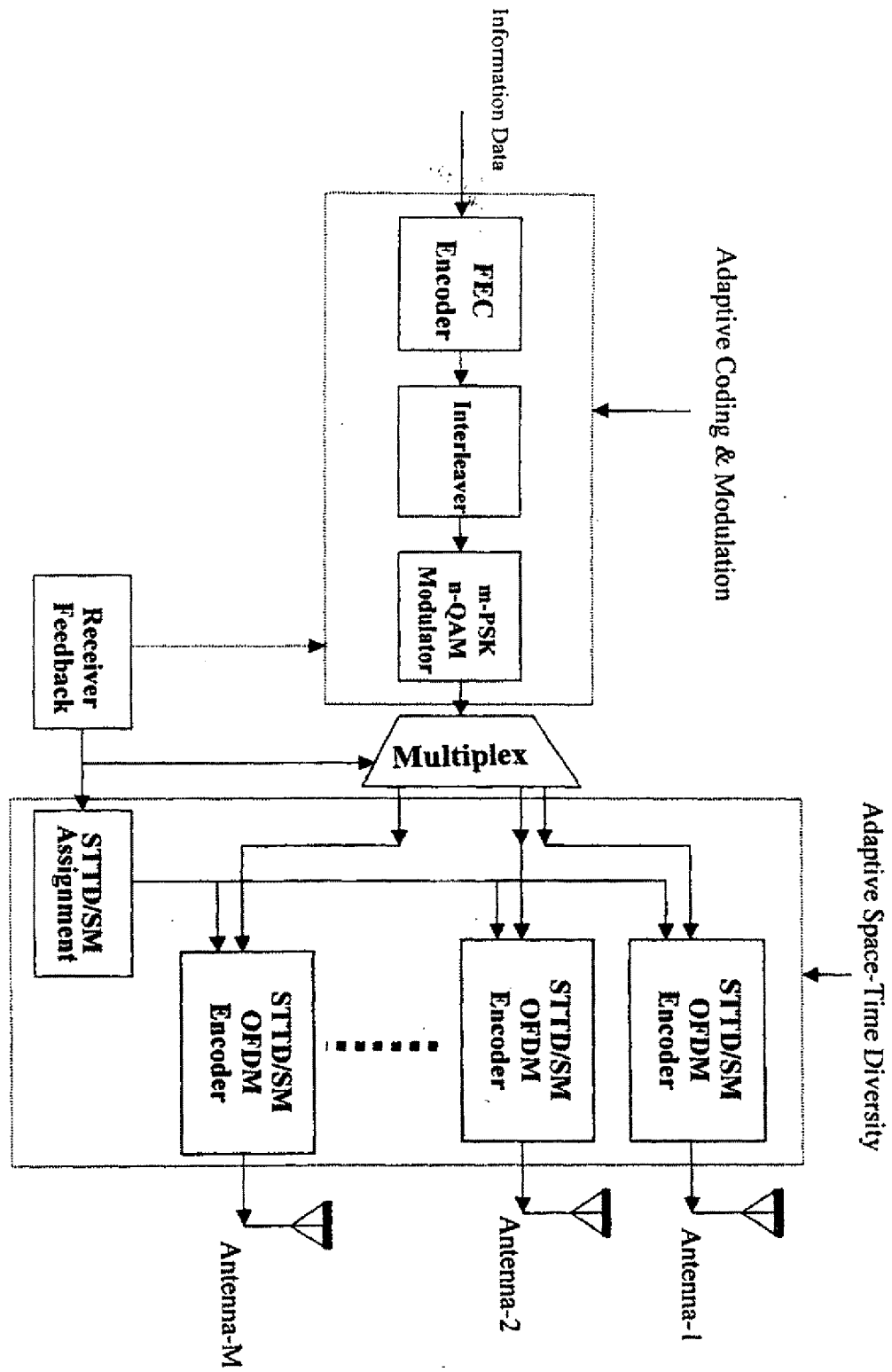
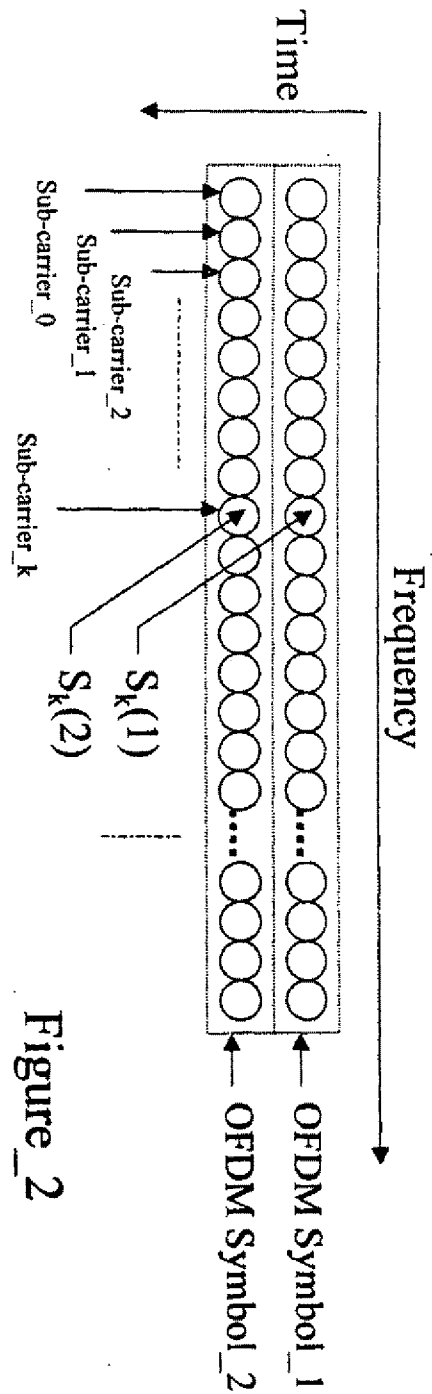
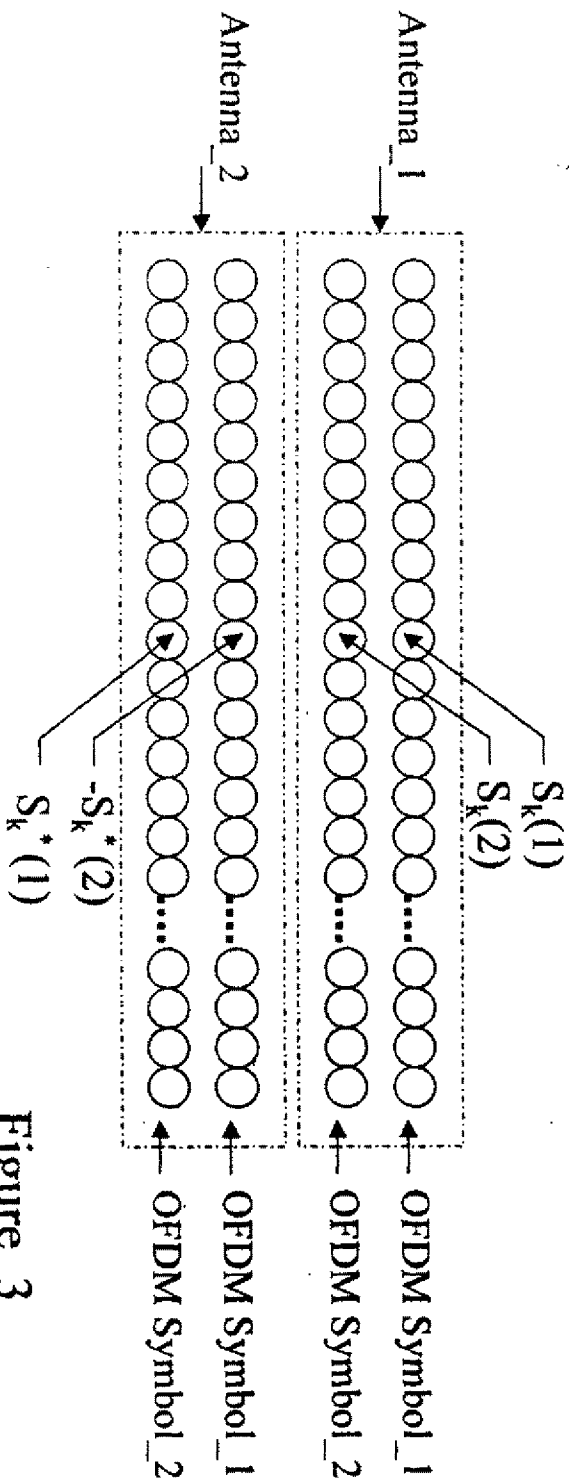


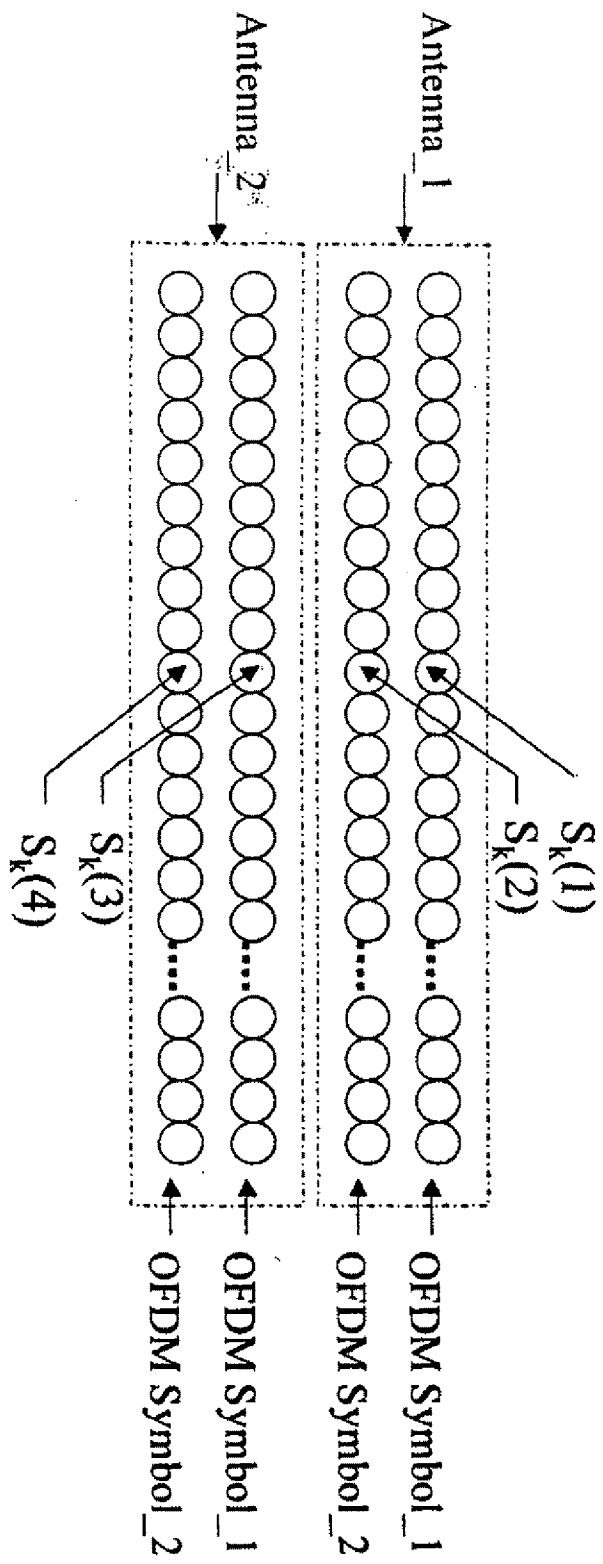
Figure-1



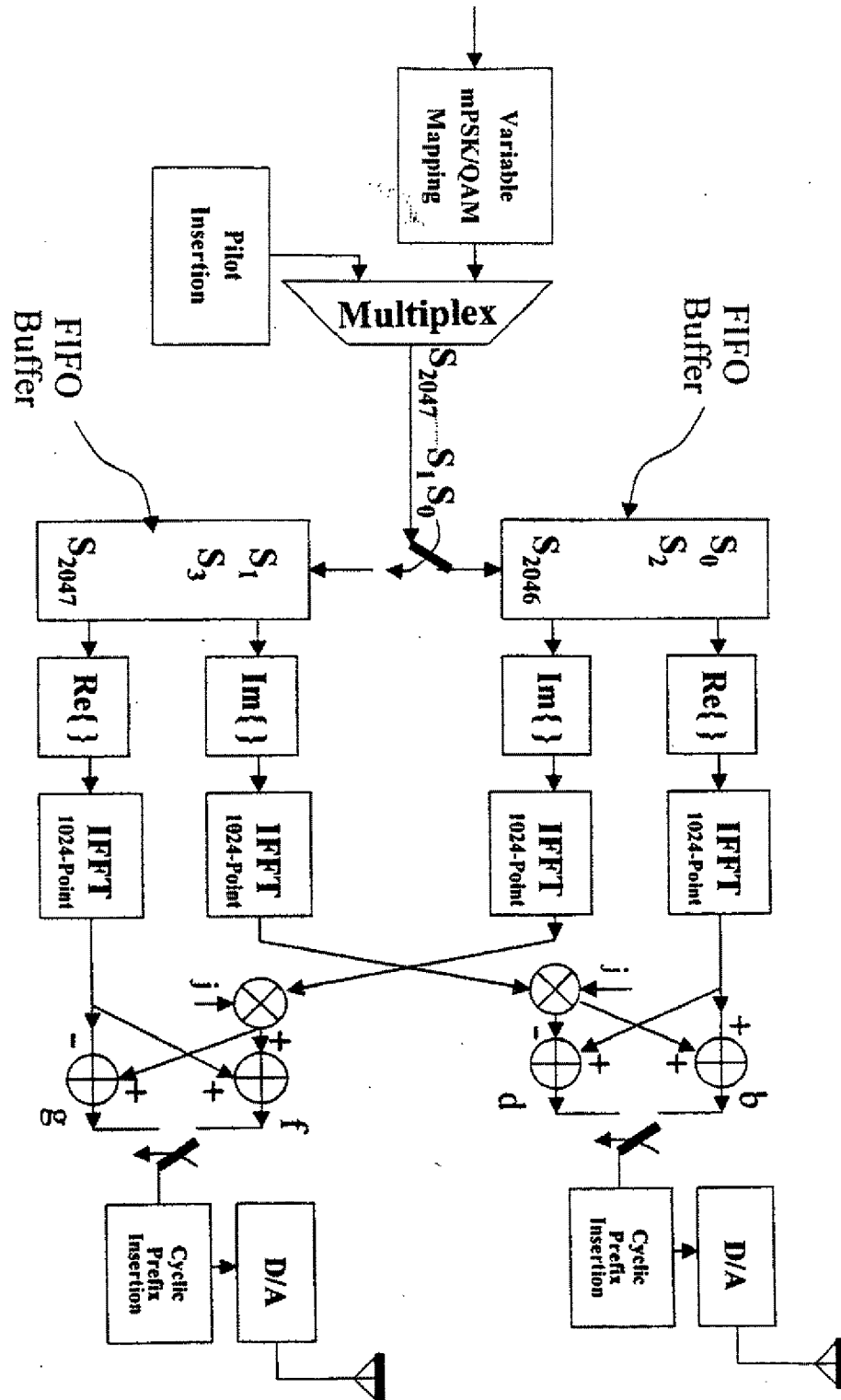
Figure_2



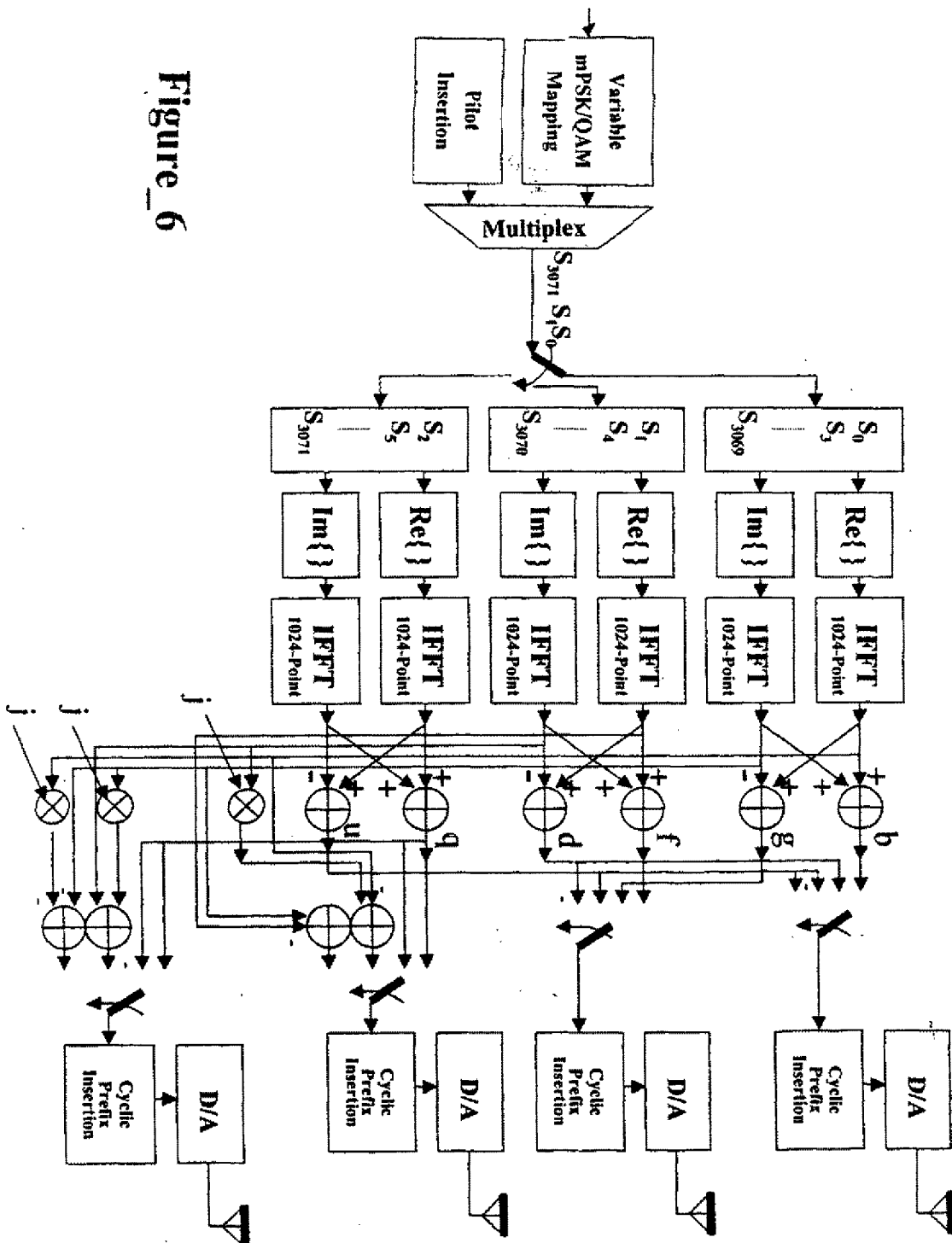
Figure_3



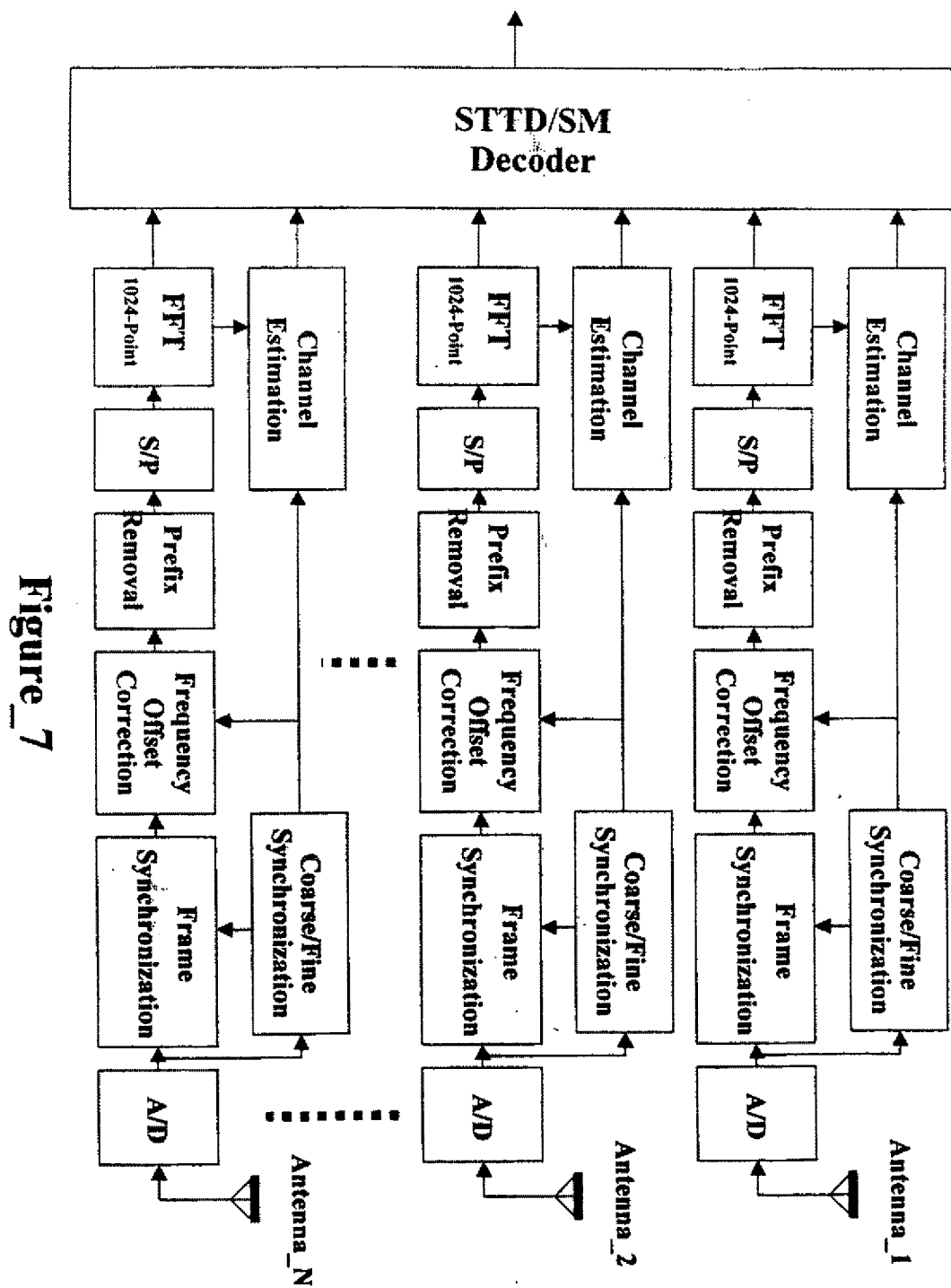
Figure_4



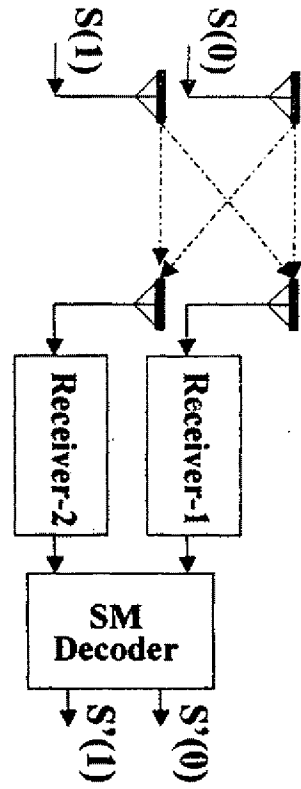
Figure_5



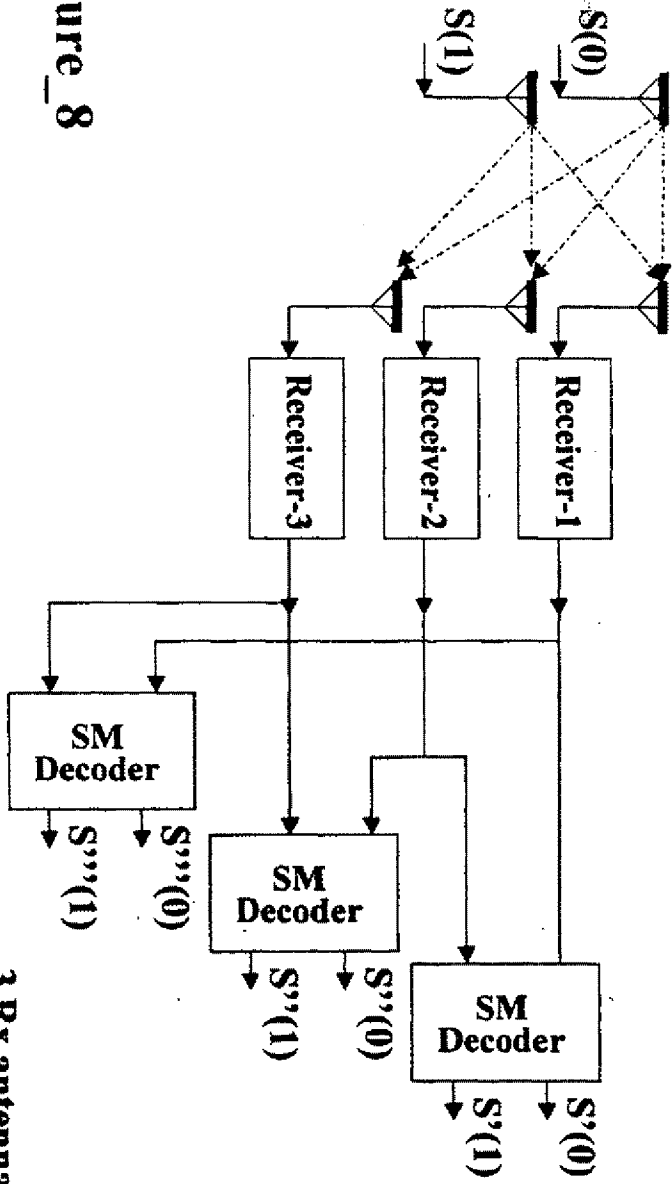
Figure_6



Figure_7

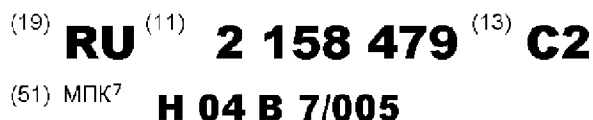


2 Rx antennas case



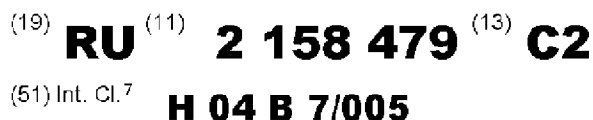
3 Rx antennas case

Figure_8



(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

(98) Адрес для переписки:
129010, Москва, ул. Большая Спасская 25,
стр.3, ООО "Городиский и Партнеры",
Емельянову Е.И.

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(71) Applicant:
AL'KATEL' N.V. (NL)

(72) Inventor: Vinod KUMAR (IN),
Kristof MURO (FR)

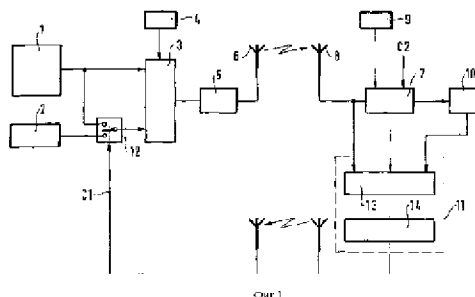
(73) Proprietor:
AL'KATEL' N.V. (NL)

(98) Mail address:
129010, Moskva, ul. Bol'shaja Spasskaja 25,
str.3, OOO "Gorodisskij i Partnery",
Emel'ianovu E.I.

(57) Abstract:

FIELD: radio engineering. SUBSTANCE: system for transmission of communication information over communication channel changing in time includes useful information called teaching information that is subject to transmission. It enables specified transmission channel to be evaluated. System has facilities evaluating necessity of transmission of teaching information from point of view of change of specified transmission channels and facilities transmitting teaching information if necessity of transmission of teaching

information is recognized. EFFECT: improved functional reliability of system. 16 cl, 3 dwg



Изобретение относится, в общем случае, к передаче информации и, в частности, к передаче информации через канал связи, изменяющийся во времени, такой как канал радиосвязи, например, в частности, для системы радиосвязи с движущимися объектами.

Для борьбы с искажениями, вносимыми каналом передачи, как известно, при приеме производят оценку этого канала с точки зрения вносимых им искажений и, следовательно, исправляют форму полученных сигналов перед тем, как извлечь указанную информацию для обеспечения по возможности неискаженных сигналов. В частности, в случае цифровой передачи, при приеме производят оценку временного разброса, вносимого каналом передачи, и исправляют форму полученных цифровых сигналов, выравнивая их, чтобы, насколько это возможно, получать сигналы с нулевой межсимвольной помехой.

Известно, что для осуществления оценки канала передачи, помимо информации, называемой полезной, передают информацию, называемую информацией обучения или тестовую информацию, которая в противоположность предыдущей заранее заложена в приемнике, что позволяет путем сравнения ожидаемой информации и соответствующей полученной информации осуществить такую оценку.

В отличие от случая канала проводной связи, где оценку производят однократно в начале передачи, в случае канала передачи, изменяющегося во времени, напротив, необходимо осуществлять такую оценку также и в ходе передачи.

Поэтому, например, в системе цифровой радиосвязи с движущимися объектами, типа систем с множественным доступом путем распределения во времени, таким как система GSM (Специальная группа для подвижных объектов), например, каждый пакет (или "burst" на англосаксонском), взятый в одном из временных интервалов структуры мультиплексного канала связи с временным уплотнением, характерной для этой системы, содержит кроме полезной информации цикл передачи обучения.

Необходимо отметить, что полезной информации, подлежащей передаче системой GSM, а именно информационный обмен (речь или данные) или сигнализация, а в случае сигнализации - тип передаваемой сигнализации, определяет канал, называемый логический, и что указанная структура мультиплексного канала связи с временным уплотнением включает в данном случае другую структуру кадра, определяющую способ, которым физические каналы передачи (или интервалы времени этой структуры кадра (растра)) мультиплексируются по времени, причем структуры мультикадра и гиперкадра определяют способ, каким физические каналы передачи разделяются во времени между указанными различными логическими каналами.

Следовательно, в системе GSM пакет, используемый для передачи полезной информации, относящийся к логическому каналу - иному, чем особые каналы сигнализации, называемые FCH ("Канал коррекции Частоты"), SCH ("Канал

синхронизации") и RACH ("Канал со Случайным Доступом"), включает 26 разрядов последовательности передачи обучения - против 114 разрядов полезной информации.

Именно данный факт, в частности, является недостатком - использование значительной части источников передачи для передачи информации отличной от полезной информации.

В основу настоящего изобретения положена задача исключить вышеуказанный недостаток известных систем и, следовательно, получить оптимальную эффективность использования канала передачи и, в особенности, при всех прочих равных условиях, увеличение полезной нагрузки, передаваемой рассмотренной системой передачи и, кроме того, добиться уменьшения запаздывания передачи, обеспечиваемой указанной системой, или уменьшения интерференций между пользователями системы.

Настоящее изобретение призвано, также сформировать систему передачи информации через канал передачи, изменяющийся во времени, выполненную с возможностью передачи помимо полезной информации информацию обучения, позволяющую осуществить при приеме оценку указанного канала передачи, причем система отличается тем, что содержит средства, позволяющие оценить, является ли передача информации обучения необходимой в плане изменений указанного канала и средства для передачи информации обучения только в том случае, когда это оценено как необходимая информация.

В дальнейшем изобретение поясняется описанием вариантов его выполнения со ссылками на сопровождающие чертежи, на которых:

- фиг. 1 изображает пример структурной схемы системы передачи согласно изобретению;

- фиг. 2 и 3 - в применении к системе радиосвязи с подвижными объектами - типа GSM примеры блок-схем соответственно передающей аппаратуры и принимающей аппаратуры системы передачи согласно изобретению.

Передающая аппаратура системы передачи, показанной на фиг. 1, включает, как уже известно:

- средства 1 выдачи полезной информации, передаваемой указанной системой в виде, адаптированном для ее передачи указанной системой, причем средства 1 могут содержать, в частности, для случая системы радиосвязи с движущимися объектами, такой как система GSM,

- средства исходного кодирования, средства канального кодирования и средства выдачи закодированной таким образом информации в формате, сопоставимом с вышеупомянутой структурой мультиплексного канала связи с временным уплотнением,

- генератор 2 информации обучения,

- средства 3 выбора вида информации - полезной, получаемой от средств 1 либо информации обучения, снимаемой с генератора 2, управляемого тактовым генератором 4 в соответствии со структурой мультиплексного канала связи с временным уплотнением в указанном примере выполнения,

- модулятор 5, соединенный с передающей антенной 6 и принимающий информацию, выдаваемую средствами 3.

Приемная аппаратура системы передачи, показанной на фиг. 1, включает также:

- средства демодуляции 7, соединенные с приемной антенной 8 и включающие в данном случае средства (не показанные на чертеже) для оценки канала передачи (в данном случае канала радиосвязи) на основе полученной информации обучения и корректировки соответствующих полученных сигналов, несущих полезную информацию, причем в зависимости от этой оценки указанные средства 7 действуют под управлением тактового генератора (синхрогенератора) 9 в соответствии со структурой мультиплексного канала связи с временным уплотнением в упоминаемом примере применения.

- средства 10, получающие информацию, выдаваемую средствами демодуляции 7, и выполняющие функцию, противоположную функции, осуществляемой при передаче средствами 1.

Согласно изобретению система дополнительно включает:

- средства 11 оценки необходимости информации обучения в плане изменений канала передачи,

- средства 12 передачи информации обучения при наличии необходимости в указанной информации.

Средства 11 в соответствии с вариантом по фиг. 1 включают:

- средства 13 оценки качества передачи через систему,

- средства 14 обнаружения ухудшения качества передачи, оцененной таким образом,

- средства 12 передачи информации обучения при наличии ухудшения качества передачи.

В показанном примере реализации средства 12 дополнительно позволяют передавать полезную информацию вместо информации обучения, когда передача указанной информации не признана необходимой, т.е. в данном случае при отсутствии ухудшения качества передачи.

Указанные средства 12 представлены на фиг. 1 коммутатором, получающим, с одной стороны, полезную информацию, выдаваемую средствами 1, с другой стороны, информацию обучения, выдаваемую генератором 2, причем указанный коммутатор управляется сигналом С1, снимаемым в данном случае с блока 14 контроля ухудшения качества передачи и прокладывающим маршрут от принимающей аппаратуры к передающей аппаратуре через канал, называемый каналом возврата. Канал возврата представлен каналом радиосвязи и может проходить, например, в случае двунаправленной системы, по другому направлению системы.

В показанном примере, согласно которому полезная информация может быть передана вместо информации обучения, средства демодуляции 7 также функционируют под управлением управляющего сигнала С2, указывающего, находится или нет полезная информация на месте информации обучения, причем указанный сигнал С2 может, например, быть получен как специальный блок информации, вводимой с передачей. Другие примеры получения сигнала С2 будут

приведены ниже.

Оценка качества передачи, о которой шла речь выше, может быть получена различными известными способами, например в результате:

- оценки отношения сигнал/шум или отношения сигнал/интерференция,

- оценки коэффициента двоичной ошибки,

- анализа характеристик, оцененных каналом передачи,

- анализа данных, характеризующих качество и вырабатываемых средствами демодуляции в случае, когда указанные средства выдают для каждого полученного символа цифровой информации, помимо значения, определенного для данного символа, значение качества демодуляции или достоверности, связанное с данной величиной (аналогично известному английскому термину "soft-decision" - "мягкое решение"),

- анализа поведения алгоритма слежения выравнивающего устройства в случае средств демодуляции, включающих выравнивающее устройство, называемое устройством слежения: если сигнал ошибки, который обычно заставляет алгоритм сходиться, становится слишком большим, то это ведет к тому, что канал связи нарушается,

- использование нескольких из указанных действий одновременно.

На фиг. 1 показаны вышеприведенные варианты, поскольку информация, необходимая для реализации указанной оценки средствами 13, может быть составлена либо из сигналов, применяемых со средствами демодуляции 7, либо из информации, вырабатываемой указанными средствами демодуляции 7, либо из информации, выдаваемой средствами 10.

Существует возможность проводить оценку коэффициента двоичной ошибки в отсутствие передачи информации обучения на полезной информации в случае, когда средства 1 включают канальное кодирование, при использовании одного или нескольких средств защиты от ошибок передачи.

Существует также возможность по итогам подсчета коэффициента двоичной ошибки передавать в часть свободного от информации обучения пространства (промежутка) бесполезную и известную заранее информацию принимающего устройства. Такая информация могла бы быть дополнительно использована с целью временной синхронизации принимающей аппаратуры передающей аппаратурой.

Согласно другому примеру выполнения оценка характера передачи информации обучения (необходима или нет) могла бы быть результатом предварительного изучения условий распространения в рассмотренном канале передачи.

Средства, оценивающие необходимость той или иной передачи, могли бы в этом случае включать, например, средства, позволяющие определить, истек ли или нет определенный срок от последней передачи информации обучения (причем указанный срок определен во время указанного предварительного изучения).

В дальнейшем будет описан со ссылками на фиг. 2 и 3, иллюстрирующими соответственно передающее оборудование и принимающее оборудование, пример

применения настоящего изобретения в системе радиосвязи с подвижными объектами, типа GSM.

Оборудование для передачи, показанное на фиг. 2, включает средства для выдачи полезной информации, относящейся к каждому типу логического канала, передаваемой указанными передающими средствами в форме, адаптированной для передачи этой системой.

Для упрощения показаны только средства формирования полезной информации, относящейся к одному из указанных логических каналов, при этом другие являются подобными, а особые каналы сигнализации, называемые FCH, SCH и RACH, как было указано выше, не затрагиваются.

Указанные средства формирования включают известным способом скомпонованные:

- исходное кодирующее устройство 15, выдающее информационные объекты, называемые блоками символов,
- канальное кодирующее устройство 16, выдающее закодированные блоки символов для защиты от ошибок передачи,
- средства чередования (перемежения) 17, позволяющие чередовать биты закодированных блоков, полученных таким образом, чтобы декоррелировать указанные ошибки передачи,
- средства квантования 18, позволяющие квантовать блоки, выдаваемые средствами 17, в субблоки, предназначенные для распределения между несколькими последовательными пакетами.

Субблоки, выдаваемые средствами квантования 18 либо средствами формирования, входящими в состав средств формирования, относящихся к другим логическим каналам, уплотняются мультиплексором 19 с не полезной информацией и, в частности, с последовательностью передачи обучения, выдаваемой генератором последовательности передачи обучения 20, для получения информационных объектов передачи, называемых пакетами, причем указанные пакеты размещены в указанных физических каналах передачи, которые им предоставлены для осуществления данной связи через данную систему.

Выборка между субблоками, выдаваемыми средствами квантования 18, относящимися к логическому каналу, или субблоками, выдаваемыми средствами квантования, относящимися к другим логическим каналам, выполняется другим уплотнительным устройством 21, причем указанные два устройства уплотнения 19 и 21 управляются тактовым генератором 22 в соответствии с указанной структурой мультиплексного канала связи с временным уплотнением.

Пакеты, исходящие из множительного устройства 19, для их передачи в рассматриваемый канал передачи применяются с модулятором 23, соединенным с приемной антенной 24.

Согласно системы GSM блок, относящийся к другому каналу, отличному от особых каналов сигнализации, называемых FCH, SCH и RACH, закодированный для защиты от ошибок передачи, содержит 456

битов и пакет содержит 57 полезных битов каждый, разделенные последовательностью передачи обучения - 26 битов. 114 полезных битов пакета образованы дополнительно в соответствии с ситуацией, т.е. согласно типу логического канала, причем один или несколько субблоков принадлежат одному или нескольким последовательным блокам, относящимся к данному логическому каналу, причем указанные субблоки имеют для указанного логического канала определенную длину, называемую в данном случае номинальной длиной.

Согласно изобретению в примере, приведенном на фиг. 2 и 3, согласно которому используют пространство, оставленное свободным за счет отсутствия последовательности передачи обучения для передачи полезной информации, длина субблоков, выдаваемых средствами квантования, такими как обозначенные позицией 18, является изменяемой.

С этой целью указанные средства квантования принимают управляющий сигнал, обозначаемый C3, снимаемый с блока управления 25, в свою очередь принимающего управляющий сигнал наличия или отсутствия последовательности обучения, согласно фиг. 1, C1.

Полезная информация, передаваемая в оставленное свободное пространство (промежуток) в физическом канале передачи ввиду отсутствия обучающей последовательности, может быть связана с тем же самым логическим каналом, что и канал, занимающий остаток указанного физического канала или с другим логическим каналом.

В случае, когда указанная информация связана с тем же самым логическим каналом, что и канал, занимающий остаток упоминаемого физического канала, длина субблоков от средств квантования, таких как 18, может быть выше указанной номинальной длины. В этом случае передача полного блока может потребовать меньше пакетов, чем в случае, когда указанные субблоки имеют по-прежнему указанную номинальную длину, что дает возможный выигрыш во времени передачи.

В случае передачи речи не удается получить в полном объеме такой выигрыш во времени передачи, т.к. при приеме речевая информация должна быть воссоздана с постоянным дебитом.

Однако в случае передачи речи можно частично получить выигрыш во времени передачи (при условии, что указанные данные не требуют передачи в режиме цепи (контура), в этих обстоятельствах снова попадают в ту же самую ситуацию, которая рассматривалась выше, когда речь шла о передаче речи).

Однако, помимо того, что он может быть ценен сам по себе, такой выигрыш во времени передачи дополнительно позволяет уменьшить время занятости канала радиопередачи, а следовательно, риск возникновения интерференций с другими пользователями.

Пространство, оставленное свободным внутри физического канала передачи из-за отсутствия обучающей последовательности, может также использоваться через логический канал, отличный от канала,

занимающего остаток физического канала, отсюда - увеличение полезной нагрузки, передаваемой системой.

Например, в случае, когда логический канал, занимающий остаток указанного физического канала, является каналом трафика (обмена), речь может идти о канале сигнализации или другом канале трафика (информационного обмена). Этот другой канал трафика может быть предоставлен для того же вида связи, как и предыдущий, или для другого вида связи.

В случае, например, двух таких систем связи, когда действуют две различные передвижные станции и одна и та же базовая станция, в которой размещена рассматриваемая передающая аппаратура, допускают, например, для нисходящего направления (а именно от указанной базовой станции к передвижным станциям), что передвижная станция, включенная в указанную другую связь, предварительно была предупреждена об этой связи, в данном случае через канал сигнализации, называемый PCN ("Канал Поискового Вызова").

Выбор между различными возможностями использования пространства (промежутка), оставленного свободным из-за отсутствия обучающей последовательности, осуществляется схемой управления 25 по предварительно установленным критериям, которые зависят от применения, осуществляемого рассматриваемой системой передачи, и не все раскрыты в данном описании.

Данная схема (цель) управления 25 дополнительно вырабатывает такой сигнал, как C3, предназначенный для средств квантования, таких как 18, сигналы управления, обозначенные C4 и C5, предназначенные соответственно для множительного устройства 19 и множительного устройства 21.

С целью информирования с помощью множительного устройства 19 приемной аппаратуры, принимающей подготовленные таким образом пакеты, содержит ли полученный пакет последовательность обучения, в указанное множительное устройство 19 может также быть введен двоичный элемент или "флаг", обозначенный F, в начале пакета, причем указанный двоичный элемент сохраняется с той же индикацией, а его величина, например, задается схемой управления 25.

В случае, когда последовательность обучения автоматически вновь передается после истечения определенного срока, такая индикация может не быть обязательной.

Индикация, относящаяся к присутствию или отсутствию последовательности обучения, могла бы в вышепредусмотренном случае передачи не полезной информации и известной заранее от приемной аппаратуры в часть пространства, оставленного свободным из-за отсутствия последовательности обучения, являться результатом корреляции в приемном устройстве, произведенной между этой информацией и соответствующей полученной информацией.

Указанная не полезная информация, переданная таким образом, могла бы в дальнейшем быть определена с тем, чтобы результат такой корреляции был четко

выделен, в результате чего указанная корреляция выполнялась на основе указанной информации или информации, взятой на последовательности обучения.

С тем, чтобы принимающему устройству, получающему пакеты, подготовленные таким образом множительным устройством 19, дать возможность знать в случае, когда полученный пакет не содержит последовательности обучения или когда полезная информация размещена вместо этой последовательности обучения, природе логического канала, занимающего в этом случае пространство, оставленное свободным из-за отсутствия последовательности обучения - в множительное устройство 19 можно ввести несколько двоичных элементов или "меток", обозначенных E, в начале указанного устройства, причем указанные двоичные элементы сохраняются с такой же индикацией, а их величина, например, также задается схемой управления 25.

Приемное оборудование, показанное на фиг. 3, соответствует - в качестве примера - случаю, когда информация "флага" F и "метки" E введена в передачу и включает на выходе из демодулятора 30, соединенного с принимающей антенной 31:

- средства 32 для извлечения бинарного элемента или "флага" F,

- коммутатор 33, управляемый двоичным элементом F, для переключения цифровых сигналов, идущих от демодулятора 30 и соответствующих полученной информации, минус двоичный элемент F, выбранных средствами 32, для средств выравнивания 34 или прямо в случае отсутствия последовательности обучения или через средства 35 извлечения порядка команд обучения в случае присутствия последовательности обучения,

- средства 36 оценки канала передачи, действующие, начиная от последовательности обучения, извлеченной средствами 35, и передающие результат указанной оценки средствам выравнивания 34 (средствам коммутации),

- средства 37 для извлечения информации, исходящей от средств выравнивания (коммутации) 34, причем двоичные элементы или "этикетка" E указывает, к какому типу логического канала относится полезная информация, размещенная вместо последовательности обучения,

- средства демультиплексирования 38 для распределения информации, полученной от средств 37 между совокупностью маршрутов обработки, каждый из которых соответствует одному из логических каналов, подлежащих приему указанной приемной аппаратурой (другими, как указано выше, чем каналы FCCH, SCH и RACH, которые не затрагиваются), и лишь один из которых для упрощения показан более подробно (причем другие каналы подобны).

Каждое из средств 32, 35, 37 и 38 функционирует под управлением тактового генератора (синхрогенератора) 39 согласованно с указанной структурой мультиплексного канала связи с временным уплотнением и средствами демультиплексирования 38, действующими, кроме того, под управлением "метки" E.

Каждый из указанных путей обработки,

относящийся к данному логическому каналу, включает:

- средства 40 для восстановления кодированных чередующихся блоков из кодированных и чередующихся субблоков, полученных с переменной длиной, ниже указанных средств 40 - классические средства, выполняющие функции, противоположные функциям, выполняемым при передаче, а именно:

- средства разделения 41,
- средства канального декодирования 42,
- средства исходного декодирования 43.

В противоположность классическому случаю, когда восстановление кодированных блоков выполняется из субблоков фиксированной длины, средства 40 должны дополнительно включать буферное ЗУ (специально не показанное на чертеже), позволяющее поглощать субдебиты, в частности, благодаря возможному использованию пространства, оставленного свободным внутри физического канала из-за отсутствия последовательности обучения, чтобы передать туда полезную информацию, относящуюся к иному логическому каналу, чем канал, занимающий остаток этого физического канала, причем указанные субдебиты затем присваивают другой логический канал.

Данное буферное ЗУ позволяет, кроме того, в случае, когда полезная информация должна быть воспроизведена при приеме информации, передаваемой с постоянной скоростью, сокращать сверхдебит благодаря возможному использованию пространства, оставленного свободным внутри физического канала передачи из-за отсутствия последовательности обучения, для передачи туда полезной информации, относящейся к тому же самому логическому каналу, что и канал, занимающий остаток физического канала, причем указанная сверхскоростная передача информации сама присваивает указанный логический канал.

В случае канала речевого сигнала понижение высокой скорости передачи информации сверх дебита, благодаря присоединению n битов (с n , равным, например, 26 при рассматриваемом здесь применении), могло бы в другом месте быть выполнено не средствами буферного ЗУ при приеме, а устранением при передаче n битов, не значимых в блоке, причем указанные n битов обнаруживаются, например, как таковые средствами обнаружения не речевой деятельности, и затем передается сокращенный блок.

Указанный сокращенный блок может в ряде случаев содержать индикатор, в котором были бы устранены n битов, чтобы источник-декодер мог правильно дешифровать уменьшенный блок по известной технологии.

Формула изобретения:

1. Система передачи информации по изменяющемуся во времени каналу передачи такого типа, по которому передается во время передачи, кроме передаваемой полезной информации, информация, называемая обучающей информацией, которая позволяет осуществить при приеме оценку указанного канала передачи, отличающаяся тем, что вводят средства для оценки изменений канала передачи и средства,

предназначенные для того, чтобы передавать или не передавать обучающую информацию в зависимости от результата оценки изменений канала передачи.

2. Система по п.1, отличающаяся тем, что упомянутые средства для оценки изменений указанного канала передачи содержат средства для оценки качества передачи и средства для обнаружения ухудшения качества передачи таким образом оцененной передачи.

3. Система по п.1, отличающаяся тем, что указанные средства оценки изменений канала передачи содержат средства для определения истечения определенного времени с момента последней передачи обучающей информации.

4. Система по любому из пп.1 - 3, отличающаяся тем, что она содержит канал, называемый возвратным каналом для передачи в направлении приема информации, указывающей на наличие или отсутствие необходимости передачи обучающей информации, в зависимости от результата оценки изменений канала передачи.

5. Система по любому из пп.1 - 4, отличающаяся тем, что она содержит дополнительно средства передачи полезной информации вместо обучающей информации, в том случае, когда такая обучающая информация не передается.

6. Система по п.5, отличающаяся тем, что указанная система передачи выполнена в виде системы с временным мультиплексированием всей совокупности каналов, называемых физическими, каждый из которых, в свою очередь, сформирован с возможностью разделения во времени между несколькими каналами, называемыми логическими, а обучающая информация занимает лишь часть физического канала, причем полезная информация, вводимая в физический канал вместо обучающей информации, в случае, когда такая обучающая информация не передается, является полезной информацией, относящейся к тому же логическому каналу, что и канал, занимающий остаток этого физического канала.

7. Система по п.5, отличающаяся тем, что указанная система выполнена в виде системы с временным мультиплексированием совокупности каналов, называемых физическими, каждый из которых, в свою очередь, сформирован с возможностью разделения во времени между несколькими каналами, называемыми логическими, а обучающая информация занимает лишь часть физического канала, причем полезная информация, вводимая в физический канал вместо обучающей информации, в случае, когда такая обучающая информация не передается, является полезной информацией, относящейся к логическому каналу, который отличается от канала, занимающего остаток этого физического канала.

8. Система по любому из пп.6 и 7, отличающаяся тем, что она содержит средства квантования полезной информации на отрезки переменной длины в зависимости от того, передается или не передается обучающая информация, а в случае, когда обучающая информация не передается, то в зависимости от использования участков,

свободных от этой обучающей информации, при этом при приеме предусмотрены средства для поглощения возникающих изменений скорости передачи информации.

9. Система по любому из пп.1 - 8, отличающаяся тем, что она содержит средства для ввода при приеме информации, указывающей, передается или не передается обучающая информация в зависимости от результатов оценки изменений канала передачи.

10. Система по любому из пп.6 - 8, отличающаяся тем, что она содержит средства для ввода при передаче информации, указывающей вид логического канала, к которому относится полезная информация, переданная вместо обучающей информации, в случае, когда такая обучающая информация не передается.

11. Приемное устройство для системы передачи по п. 1, содержащее средства, предназначенные для восстановления переданной полезной информации, которые сами содержат средства для оценки канала передачи, исходя из полученной обучающей информации, и средства для корректировки полученных сигналов, соответствующих полезной информации, в зависимости от этой оценки канала передачи, отличающееся тем, что оно содержит средства для оценки изменений канала передачи, позволяющие управлять при передаче определением необходимости передавать или не передавать обучающую информацию в зависимости от результата оценки изменений канала передачи.

12. Приемное устройство по п.11, отличающееся тем, что полученная полезная информация разбивается на отрезки переменной длины в зависимости от того, передается или не передается обучающая информация, в зависимости от использования участков, свободных в результате того, что они не использованы для передачи обучающей информации, а указанные средства для восстановления переданной

полезной информации содержат, кроме того, средства для поглощения изменений скорости передачи информации, вызванных тем, что полученная информация разбита на отрезки переменной длины.

13. Приемное устройство по п.12, отличающееся тем, что его используют в системе радиосвязи с подвижными объектами типа GSM, при этом указанные отрезки составляют информационные объекты, называемые субблоками.

14. Передающее устройство для системы передачи по п.1, содержащее средства для генерирования передаваемой полезной информации, средства для генерирования обучающей информации и средства для выбора либо полезной информации, поступившей от указанных средств для генерирования передаваемой полезной информации, либо обучающей информации, поступившей от средств для генерирования обучающей информации, отличающееся тем, что оно содержит средства для управления средствами выбора таким образом, чтобы передавать или не передавать указанную обучающую информацию в зависимости от результатов оценки изменений передающего канала.

15. Передающее устройство по п. 14, отличающееся тем, что указанные средства для генерирования передаваемой полезной информации содержат средства разбивки подлежащей передаче полезной информации на отрезки переменной длины в зависимости от того, передается или не передается обучающая информация, в случае, когда обучающая информация не передается, то в зависимости от использования участков, свободных в результате того, что обучающая информация не передается.

16. Передающее устройство по п.15, отличающееся тем, что его используют в системе радиосвязи с подвижными объектами типа GSM, при этом указанные отрезки составляют информационные объекты, называемые субблоками.

